

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2004年6月3日 (03.06.2004)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2004/047490 A1

(51) 国際特許分類7: H04S 7/00, H04R 1/40 (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): ソニー株式会社 (SONY CORPORATION) [JP/JP]; 〒141-0001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 Tokyo (JP).

(21) 国際出願番号: PCT/JP2003/013082 (72) 発明者; および

(22) 国際出願日: 2003年10月10日 (10.10.2003) (75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 浅田 宏平 (ASADA,Kohei) [JP/JP]; 〒141-0001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内 Tokyo (JP). 板橋 徹 (ITABASHI,Tetsunori) [JP/JP]; 〒141-0001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内 Tokyo (JP).

(25) 国際出願の言語: 日本語 (74) 代理人: 小池 晃, 外 (KOIKE,Akira et al.); 〒100-0011 東京都千代田区一丁目1番7号 大和生命ビル11階 Tokyo (JP).

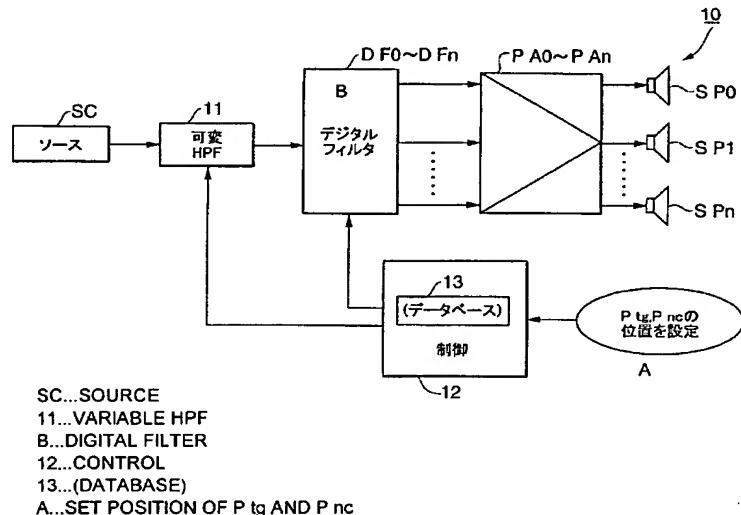
(26) 国際公開の言語: 日本語 (81) 指定国(国内): CN, KR, US.

(30) 優先権データ:
特願 2002-332565
2002年11月15日 (15.11.2002) JP
特願 2002-333313
2002年11月18日 (18.11.2002) JP

/続葉有/

(54) Title: AUDIO SIGNAL PROCESSING METHOD AND PROCESSING DEVICE

(54) 発明の名称: オーディオ信号の処理方法及び処理装置



(57) Abstract: An audio signal processing method and device using a plurality of digital filters (DF0 to DF_n) each supplied with an audio signal and a loudspeaker array (10). Outputs of the digital filters (DF0 to DF_n) are respectively supplied to loudspeakers (SP0 to SP_n) of the loudspeaker array to form sound fields. A predetermined delay time is set for each of the digital filters (DF0 to DF_n) so that a point having a greater sound pressure than the surrounding and a point having a smaller sound pressure than the surrounding are formed. Low-pass filter characteristic is given to the frequency response of the digital filters DF0 to DF_n. Moreover, the delay time setting resolution is increased by using a pseudo pulse string.

(57) 要約: 本発明は、オーディオ信号を処理する方法及び装置であり、オーディオ信号がそれぞれ供給される複数のデジタルフィルタ DF0～DFn と、スピーカアレイ (10) とを備える。デジタルフィルタ DF0～DFn の出力は、スピーカア

WO 2004/047490 A1

/続葉有/



(84) 指定国(広域): ヨーロッパ特許(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR). 2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイド」を参照。

添付公開書類:

- 國際調査報告書

レイのスピーカ $S P_0 \sim S P_n$ のそれぞれに供給されて音場を形成する。デジタルフィルタ $D F_0 \sim D F_n$ にそれぞれ所定の遅延時間が設定されることにより、音場に、周囲よりも音圧の大きいポイント及び周囲よりも音圧の小さいポイントが形成される。デジタルフィルタ $D F_0 \sim D F_n$ の周波数応答にローパスフィルタ特性を与える。また、擬似パルス列を使って遅延時間の設定分解能を高める。

明細書

オーディオ信号の処理方法及び処理装置

技術分野

本発明は、ホームシアターなどに適用して好適なオーディオ信号の処理方法及び処理装置に関する。

本出願は、日本国において2002年11月15日に出願された日本特許出願番号2002-332565、2002年11月18日に出願された日本特許出願番号2002-333313を基礎として優先権を主張するものであり、この出願は参照することにより、本出願に援用される。

背景技術

ホームシアターやA V(Audio and Visual)システムなどに適用して好適なスピーカシステムとして、特開平9-233591号公報、特開平5-30381号公報に記載されるようなスピーカアレイがある。図1は、そのスピーカアレイ10の一例を示すもので、このスピーカアレイ10は、多数のスピーカ(スピーカユニット)SP0~SPnが配列されて構成される。この場合、一例として、n=255、スピーカの口径は数cmであり、したがって、実際には、スピーカSP0~SPnは平面上に2次元状に配列されることになるが、以下の説明においては、簡単のため、水平方向の直線上に配列されているものとする。

そして、オーディオ信号が、ソースSCから遅延回路DL0~DLnに供給されて所定の時間τ0~τnだけ遅延され、その遅延されたオーディオ信号がパワーアンプPA0~PAnを通じてスピーカSP0~SPnにそれぞれ供給される。なお、遅延回路DL0~DLnの遅延時間τ0~τnについては、後述する。

すると、どの場所においても、スピーカSP0~SPnから出力される音波が合成され、その合成結果の音圧が得られることになる。そこで、図1に示すように、

スピーカ $S P_0 \sim S P_n$ により形成される音場において、所定のポイント P_{tg} 、 P_{nc} を、

P_{tg} ：なるべく音を聞かせたい場所、周囲よりも音圧を上げたい場所、音圧増強点。

P_{nc} ：なるべく音を聞かせたくない場所、周囲よりも音圧を下げたい場所、音圧低減点。

とすると、任意の場所を音圧増強点 P_{tg} とする方法は、図 2 あるいは図 3 に示す方法に大別できる。

すなわち、図 2 に示す方法の場合には、

$L_0 \sim L_n$ ：各スピーカ $S P_0 \sim S P_n$ から音圧増強点 P_{tg} までの距離

s : 音速

とすると、遅延回路 $D L_0 \sim D L_n$ の遅延時間 $\tau_0 \sim \tau_n$ を、

$$\tau_0 = (L_n - L_0) / s$$

$$\tau_1 = (L_n - L_1) / s$$

$$\tau_2 = (L_n - L_2) / s$$

...

$$\tau_n = (L_n - L_n) / s = 0$$

に設定する。

すると、ソース $S C$ から出力されるオーディオ信号がスピーカ $S P_0 \sim S P_n$ により音波に変換されて出力されるとき、それらの音波は上式で示される時間 $\tau_0 \sim \tau_n$ だけ遅れて出力されることになる。したがって、それらの音波が音圧増強点 P_{tg} に到達するとき、すべて同時に到達することになり、音圧増強点 P_{tg} の音圧は周囲よりも大きくなる。

つまり、図 2 に示すシステム場合は、スピーカ $S P_0 \sim S P_n$ から音圧増強点 P_{tg} までの行路差により各音波に時間差を生じるが、この時間差を遅延回路 $D L_0 \sim D L_n$ により補償して音圧増強点 P_{tg} に音の焦点を結ばせるものである。なお、以下、このタイプのシステムを「焦点型」と呼び、音圧増強点 P_{tg} を「焦点」とも呼ぶものとする。

また、図 3 に示す方法の場合には、スピーカ $S P_0 \sim S P_n$ から出力される進行

波（音波）の位相波面が同じになるように、遅延回路D L₀～D L_nの遅延時間 τ_0 ～ τ_n を設定することにより、音波に指向性を与えるとともに、その指向方向を音圧増強点P_{tg}の方向とするものである。このシステムは、焦点型のシステムにおいて、距離L₀～L_nを無限大にした場合とも考えられる。なお、以下、このタイプのシステムを「指向性型」と呼び、音波の位相波面が揃う音波の方向を「指向方向」と呼ぶものとする。

以上のように、スピーカアレイシステム10によれば、その遅延時間 τ_0 ～ τ_n を適切に設定することにより、音場内の任意の場所に焦点P_{tg}を結ばせたり、指向方向を合わせたりすることができる。また、どちらのシステムにおいても、場所P_{tg}以外の場所においては、スピーカS P₀～S P_nの出力は、位相のずれた状態で合成されるので、結果的に平均化され、音圧は減少する。さらに、スピーカアレイ10から出力された音をいったん壁面に反射させてから場所P_{tg}に焦点を結ばせたり、指向方向を場所P_{tg}の方向とすることもできる。

ところが、上述のようなスピーカアレイ10は、遅延時間 τ_0 ～ τ_n により焦点あるいは指向性を得て音圧増強点P_{tg}を実現することが主たる目的であり、このとき、スピーカS P₀～S P_nに供給されるオーディオ信号の振幅は音圧に変化を与えるだけである。

このため、音圧低減点P_{nc}における音圧を低減する方法として、スピーカアレイ10の指向性を利用することが考えられる。例えば、音圧増強点P_{tg}の方向に主極（メインロープ）を形成するとともに、副極（サイドロープ）を十分低減させることや、音圧低減点P_{nc}の方向がヌル感度となる指向特性とすることなどが考えられる。

そのようにするには、スピーカS P₀～S P_nの個数nをきわめて多くしてスピーカアレイ全体の大きさを音波の波長に比べて十分に大きくする必要がある。しかし、この方法は、実用上、実現がきわめて困難である。あるいは焦点や指向性を合わせた音圧増強点P_{tg}にまで、その音圧の変化の影響がおよぶことがある。

さらに、ホームシアターやA Vシステムなどにおいては、マルチチャンネルステレオを考慮する必要もある。すなわち、D V Dプレーヤなどの普及にしたがって、マルチチャンネルステレオのソースが増えつつあるが、このため、ユーザは

そのチャンネル数のスピーカを設置する必要がある。しかし、そのためには、かなりのスペースを必要としてしまう。

また、ソース S C から出力されるオーディオ信号を、遅延回路 D L 0～D L nにおいて劣化させずに遅延させるには、遅延回路 D L 0～D L nをデジタル回路により構成する必要があり、具体的には、デジタルフィルタにより構成することができる。実際の A V 機器においては、ソース S C は D V D プレーヤなどのデジタル機器であることが多く、オーディオ信号はデジタル信号とされているので、遅延回路 D L 0～D L nは、なおさらデジタル回路により構成することになる。

ところが、遅延回路 D L 0～D L nをデジタル回路により構成すると、スピーカ S P 0～S P nに供給されるオーディオ信号の時間分解能は、そのデジタルオーディオ信号及び遅延回路 D L 0～D L nにおけるサンプリング間隔（サンプリング周期）により制限され、そのサンプリング間隔以下とすることはできない。ちなみに、サンプリング周波数が 48 kHz のとき、サンプリング周期は約 20.8 μs であり、この 1 周期の間に音波は約 7 mm 進む。また、この 1 周期分の遅れは周波数が 10 kHz のオーディオ信号では 70° の位相遅れに相当する。

このため、スピーカ S P 0～S P nから出力される各音波の位相を焦点 P tg で十分に合わせることができなくなり、焦点 P tg の大きさ、つまり、リスナからみた音像が大きくなったり、ぼやけたりすることがある。

また、焦点 P tg 以外の場所での音波の位相のばらつきが少なくなり、焦点 P tg 以外の場所で十分な音圧の減少を期待できなくなってしまう。したがって、この点からも、音像が大きくなったり、ぼやけたりしてしまい、本来の効果が発揮できなくなってしまう。

発明の開示

本発明の目的は、上述したような従来の技術が有する問題点を解消することができる新規なオーディオ信号の処理方法及び処理装置を提供することにある。

本発明に係るオーディオ信号の処理方法は、例えば、オーディオ信号を複数のデジタルフィルタにそれぞれ供給し、複数のデジタルフィルタの各出力を、スピ

一カアレイを構成する複数のスピーカのそれぞれに供給して音場を形成し、複数のデジタルフィルタにそれぞれ所定の遅延時間を設定することにより、音場に、周囲よりも音圧の大きい第1のポイント及び周囲よりも音圧の小さい第2のポイントを形成するとともに、複数のデジタルフィルタの振幅特性を調整することにより、第2のポイントにおけるオーディオ信号の周波数応答にローパスフィルタ特性を与えるようにするものである。

本発明に係るオーディオ信号の処理方法によれば、デジタルフィルタの遅延時間の設定により周囲よりも音圧の大きいポイントが設定され、デジタルフィルタの振幅特性により周囲よりも音圧の小さいポイントが設定される。

本発明に係る他のオーディオ信号の処理方法は、例えば、デジタル信号を所定の遅延時間だけ遅延させる信号処理方法において、所定の遅延時間を、デジタル信号のサンプリング周期を単位として整数部と小数部とに分け、所定の遅延時間のうち少なくとも小数部で表される遅延時間を含むインパルス応答をサンプリング周期より小さい周期でオーバーサンプリングし、このオーバーサンプリングにより得られたサンプル列に対してダウンサンプリング処理を施してサンプリング周期のパルス波形データを得、このパルス波形データをデジタルフィルタのフィルタ係数に設定し、デジタル信号を、サンプリング周期で動作するデジタルフィルタに供給するようにしたものである。

このオーディオ信号の処理方法によれば、デジタルフィルタにより必要とする遅延時間の端数が実現され、デジタル信号に適切な遅延時間が与えられる。

本発明の更に他の目的、本発明によって得られる具体的な利点は、以下において図面を参照して説明される実施の形態の説明から一層明らかにされるであろう。

図面の簡単な説明

図1は、ホームシアターやAVシステムに用いられるスピーカシステムを構成するスピーカアレイを示すブロック図である。

図2は、スピーカアレイを構成するスピーカにより形成される音場が形成される状態を示すブロック図である。

図3は、スピーカアレイを構成するスピーカにより形成される音場が形成される状態の他の例を示すブロック図である。

図4は、音圧増強点P_{tg}及び音圧低減点P_{nc}を音場の必要とする場所に設定する状態を説明する図である。

図5は、音響的に閉じた空間である部屋に配置したスピーカアレイから放射される音の反射する状態を示す平面図である。

図6は、音響的に閉じた空間内で音が反射することにより形成されるリスナーの虚像の位置を示す平面図である。

図7A～図7Cは、デジタルフィルタにおけるパルスの振幅値を変更することにより、周波数応答を変更する状態を示す図である。

図8は、予め空間合成インパルス応答I_{nc}のうち「CN幅内のサンプルに影響を与えた係数」を特定しておくことにより、振幅A₀～A_nを特定して逆算する状態を説明する図である。

図9は、音圧低減点P_{nc}として複数のポイントP_{nc1}～P_{ncm}を設定し、これを満たすような振幅A₀～A_nを求める状態を説明する図である。

図10は、本発明が適用されたオーディオ信号処理システムの第1の実施例を示すブロック図である。

図11は、オーディオ信号処理システムにより、オーディオ信号の処理手順を示すフローチャートである。

図12は、本発明が適用されたオーディオ信号処理システムの第2の実施例を示すブロック図である。

図13は、本発明が適用されたオーディオ信号処理システムの第3の実施例を示すブロック図である。

図14は、本発明が適用されたオーディオ信号処理システムの第4の実施例を示すブロック図である。

図15は、1つのスピーカアレイにより4チャンネルのサラウンドステレオ音場を形成した状態を示す平面図である。

図16は、1つのスピーカアレイにより4チャンネルのサラウンドステレオ音場を形成したオーディオ信号処理システムを示すブロック図である。

図17A～図17Dは、スピーカアレイによる再生の前処理として、擬似パルス列を生成する状態を説明する図である。

図18A及び図18Bは、本発明に用いられる擬似パルス列の波形、利得特性及び位相特性を示す図である。

図19A及び図19Bは、本発明に用いられる擬似パルス列の波形、利得特性及び位相特性を示す図である。

図20A及び図20Bは、本発明に用いられる擬似パルス列の波形、利得特性及び位相特性を示す図である。

図21A及び図21Bは、本発明に用いられる擬似パルス列の波形、利得特性及び位相特性を示す図である。

図22は、本発明が適用されたオーディオ信号処理システムの第6の実施例を示すブロック図である。

図23は、本発明が適用されたオーディオ信号処理システムの第7の実施例を示すブロック図である。

図24は、本発明が適用されたオーディオ信号処理システムの第8の実施例を示すブロック図である。

発明を実施するための最良の形態

まず、本発明の概要を説明する。本発明においては、スピーカアレイの各スピーカの出力が空間で合成されてそれぞれのポイントでの応答となるので、これを擬似的にデジタルフィルタとして解釈する。そして、「なるべく音圧を聞かせたくない場所Pnc」における応答信号を予測し、各スピーカに与える遅延を変えずに振幅を変更し、デジタルフィルタを作成する要領で周波数特性を制御する。

この周波数特性の制御により、なるべく音圧を聞かせたくない場所Pncにおける音圧を下げるとともに、その低下させることのできる帯域を拡大する。また、このとき、なるべく自然に音圧を減少させる。

更に、本発明においては、遅延を表すインパルス応答を、システムのサンプリング周波数よりも高い周波数でオーバーサンプリングしてシステムのサンプリ

グ間隔よりも高い分解能で表現し、このインパルスのデータをシステムのサンプリング周波数でダウンサンプリングして複数のパルスからなるパルス列を得、このパルス列をデータベースに蓄積しておく。そして、デジタルオーディオ信号に遅延時間 τ_0 ～ τ_n を与えるとき、そのデータベースに蓄積しておいたデータをデジタルフィルタに設定するものである。この処理により、システムのサンプリング周波数によって規定される単位遅延時間よりも精度の高い時間分解能で遅延時間を設定できるので、音圧増強点 P_{tg} や音圧低減点 P_{nc} における応答をより正確に制御できるようになる。

次に、スピーカアレイ10を解析する。

ここでは、説明を簡単にするため、複数n個のスピーカ S_{P0} ～ S_{Pn} が水平方向に一列に配列されてスピーカアレイ10が構成され、そのスピーカアレイ10が図2に示す焦点型システムに構成されているものとする。

ここで、この焦点型システムの遅延回路 D_{L0} ～ D_{Ln} のそれぞれをFIRデジタルフィルタにより実現することを考える。また、図4に示すように、そのFIRデジタルフィルタ D_{L0} ～ D_{Ln} のフィルタ係数が、それぞれ C_{F0} ～ C_{Fn} で示されるとする。

そして、FIRデジタルフィルタ D_{L0} ～ D_{Ln} にインパルスを入力し、ポイント P_{tg} 、 P_{nc} で、スピーカアレイ10の出力音を測定することを考える。なお、この測定は、デジタルフィルタ D_{L0} ～ D_{Ln} を含む再生システムの持つサンプリング周波数あるいはそれ以上のサンプリング周波数で行うものとする。

すると、ポイント P_{tg} 、 P_{nc} において測定される応答信号は、すべてのスピーカ S_{P0} ～ S_{Pn} から出力される音が空間伝播して音響的に加算された和信号となる。そして、このとき、説明を容易にするため、スピーカ S_{P0} ～ S_{Pn} から出力される信号は、デジタルフィルタ D_{L0} ～ D_{Ln} によって遅延の与えられたインパルス信号であるとする。なお、以下においては、この空間伝播を経て加算された応答信号を「空間合成インパルス応答」と呼ぶものとする。

そして、ポイント P_{tg} は、ここに焦点を作る目的でデジタルフィルタ D_{L0} ～ D_{Ln} の遅延成分を設定しているので、ポイント P_{tg} で測定される空間合成インパルス応答 I_{tg} は、図1に示すように、1つの大きなインパルスとなる。また、空間

合成インパルス応答 I_{tg} の周波数応答（振幅部） F_{tg} は、時間波形がインパルス状なので、図 4 にも示すように、全周波数帯域で平坦となる。したがって、ポイント P_{tg} は、音圧増強点となる。

なお、実際には、各スピーカ $S P_0 \sim S P_n$ の周波数特性、空間伝播時の周波数特性変化、行路途中の壁の反射特性、サンプリング周波数によって規定される時間軸のずれなどにより、空間合成インパルス応答 I_{tg} は正確なインパルスとはならないが、ここでは簡単のため、理想的なモデルで記している。サンプリング周波数によって規定される時間軸のずれに関して後述する。

一方、ポイント P_{nc} で測定される空間合成インパルス応答 I_{nc} は、それぞれ時間軸情報を持つインパルスの合成と考えられ、図 4 に示すように、ある程度の幅を持ってインパルスが分散している信号であることがわかる。なお、図 4 においては、ポイント P_{nc} でのインパルス応答 I_{nc} が等間隔で並ぶパルス列となっているが、一般にはそのパルス列の間隔はランダムなものとなる。このとき、ポイント P_{nc} の位置に関する情報を、フィルタ係数 $C F_0 \sim C F_n$ に盛り込んでいないとともに、もとのフィルタ係数 $C F_0 \sim C F_n$ はすべて正方向のインパルスに基づいているので、空間合成インパルス応答 I_{nc} の周波数応答 F_{nc} もすべて正方向のインパルスの合成となる。

この結果、FIR デジタルフィルタの設計原理からも明らかなように、周波数応答 F_{nc} は、図 4 にも示すように、低域では平坦で、高い周波数ほど減衰する傾向の特性、すなわち、ローパスフィルタに近い特性をもつことになる。このとき、音圧増強点 P_{tg} における空間合成インパルス応答 I_{tg} は 1 つの大きなインパルスとなっているが、ポイント P_{nc} における空間合成インパルス応答 I_{nc} は、インパルスが分散しているので、ポイント P_{nc} における周波数応答 F_{nc} のレベルは、ポイント P_{tg} における周波数応答 F_{tg} のレベルよりも小さくなる。したがって、ポイント P_{nc} は音圧低減点となる。このとき、空間合成インパルス応答 I_{nc} を、1 つの空間的な FIR デジタルフィルタであると考えると、この FIR デジタルフィルタ I_{nc} は、もともとフィルタ係数 $C F_0 \sim C F_n$ における時間要因を含めたインパルスの振幅値の和により構成されているので、フィルタ係数 $C F_0 \sim C F_n$ の内容（振幅、位相など）を変更すれば、周波数応答 F_{nc} が変化する。つまり、フ

ィルタ係数 $C_{F0} \sim C_{Fn}$ を変更することにより、音圧低減点 P_{nc} における音圧の周波数応答 F_{nc} を変化させることができる。

以上のことから、遅延回路 $D_{L0} \sim D_{Ln}$ を FIR デジタルフィルタにより構成するとともに、それらのフィルタ係数 $C_{F0} \sim C_{Fn}$ を選定すれば、音圧増強点 P_{tg} 及び音圧低減点 P_{nc} を音場の必要とする場所に設定することができる。

次に、閉じた空間でのスピーカアレイを説明する。

前述した図 1～図 3 に示すスピーカアレイの場合には、音場が開放空間であるが、一般には、図 5 に示すように、音場は壁 WL などにより音響的に閉じた空間ないし部屋 RM となる。この部屋 RM においては、スピーカアレイ 10 の焦点位置 P_{tg} あるいは指向方向を選択することにより、スピーカアレイ 10 から出力された音 A_{tg} が、リスナ $LSNR$ の周囲の壁面 WL で反射してからリスナ $LSNR$ に焦点を結ぶようにすることができる。

この場合には、スピーカアレイ 10 がリスナ $LSNR$ の前方にあるにもかかわらず、後方から音が聞こえることになる。但し、この場合には、後方からの音 A_{tg} は目的とする音なので、なるべく大きく聞こえるように設定し、前方からの音 A_{nc} は、意図していない「漏れ音」なので、なるべく小さくなるように、設定する必要がある。

このためには、図 6 に示すように、音 A_{tg} の反射回数から部屋全体の虚像を考える。すると、この虚像は、図 2 あるいは図 3 に示す開放空間と等価と考えることができるので、リスナ $LSNR$ の虚像の位置に、音圧増強点 P_{tg} に対応する虚像の位置 $P_{tg'}$ を設定し、ここにスピーカアレイ 10 の焦点あるいは指向方向を設定する。また、実際のリスナ $LSNR$ の位置に、音圧低減点 P_{nc} を設定する。

以上の構成とすることにより、スピーカをリスナ $LSNR$ の後方や側方に配置しなくとも、マルチチャンネルステレオにおける後方や側方に仮想のスピーカを配置することができ、サウンドのステレオ再生が可能となる。

なお、このように焦点型により仮想スピーカを実現する場合、焦点 P_{tg} の位置は、目的、用途あるいはソースの内容などにより、リスナ $LSNR$ の位置ではなく、壁面 WL に設定したり、それ以外の個所に設定することもできる。また、「どこから聞こえるか」という定位感は、厳密には音圧差だけでは評価できないが、こ

こでは音圧を上げることが重要と考える。

次に、ポイント P_{nc} における音圧の低減方法を説明する。

図 5 及び図 6 に示す部屋（閉空間）RMにおいて、リスナLSNRの位置が決まれば、音圧増強点 P_{tg} の位置が決まり、その結果、フィルタ係数 $C_{F0} \sim C_{Fn}$ により設定される遅延時間が決まる。また、リスナLSNRの位置が決まれば、音圧低減点 P_{nc} の位置も決まり、図 7 A にも示すように、その音圧低減点 P_{nc} における空間合成インパルス応答 I_{nc} のパルスの立つ位置が決まる（図 7 A は、図 4 の空間合成インパルス応答 I_{nc} と同じ）。また、デジタルフィルタ $D_{L0} \sim D_{Ln}$ におけるパルスの振幅値 $A_0 \sim A_n$ を変えることにより、制御可能なサンプル幅（パルスの数）が、図 7 A におけるサンプル幅 C_N となる。

したがって、振幅 $A_0 \sim A_n$ を変更することにより、図 7 A に示す（サンプル幅 C_N における）パルスを、例えば図 7 B のようなレベル分布のパルス（空間合成インパルス応答） $I_{nc'}$ に変更することができ、図 7 C に示すように、その周波数応答を周波数応答 F_{nc} から周波数応答 $F_{nc'}$ に変えることができる。

つまり、図 7 C において斜線を付けた部分の帯域分だけ音圧低減点 P_{nc} における音圧が低下することになる。したがって、図 5 の場合には、目的とする後方音 A_{tg} に対し、前方からの漏れ音 A_{nc} が少なくなり、後方からの音が良く聞こえることになる。

このとき重要なことは、振幅 $A_0 \sim A_n$ を変更して空間合成インパルス応答 $I_{nc'}$ のようなパルス列にしても、音圧増強点 P_{tg} の空間合成インパルス応答 I_{tg} 及び周波数応答 F_{tg} は振幅値のみしか変化しないことであり、均一な周波数特性を保持できることである。そこで、この発明は、振幅 $A_0 \sim A_n$ を変更して音圧低減点 P_{nc} に周波数応答 $F_{nc'}$ を得る。

次に、空間合成インパルス応答 $I_{nc'}$ の求め方を説明する。

ここでは、空間合成インパルス応答 I_{nc} から必要な空間合成インパルス応答 $I_{nc'}$ を求める方法について説明する。

一般に、FIR デジタルフィルタによりローパスフィルタを構成する場合、Hanning、Hanning、Kaiser、Blackmanなどの窓関数を用いた設計法が知られており、これらの方法で設計したフィルタの周波数応答は比較的急峻なカットオフ特性の

得られることが知られている。この場合、振幅 $A_0 \sim A_n$ により制御できるパルス幅は CNサンプルと決まっているので、この範囲で、窓関数を用いて設計をする。そして、窓関数の形状及び CNサンプルの数が決まれば、周波数応答 $F_{nc'}$ のカットオフ周波数が決まることになる。

窓関数及び CNサンプルから、振幅 $A_0 \sim A_n$ の具体的な値を求める方法であるが、例えば図 8 に示すように、予め空間合成インパルス応答 I_{nc} のうち「CN幅内のサンプルに影響を与えた係数」を特定しておくことにより、振幅 $A_0 \sim A_n$ を特定して逆算することができる。この場合、空間合成インパルス応答 I_{nc} 内の 1 つのパルスに対して複数の係数が影響を与えることもあり、また、対応する係数の数 (=スピーカ $S P_0 \sim S P_n$ の数) が少なければ、図 8 に例示するように、該当する係数がない場合もある。

なお、窓関数の窓の幅は CNサンプルの分布幅にほぼ等しくすることが好ましい。また、空間合成インパルス応答 I_{nc} 内の 1 つのパルスに対して、複数の係数が影響を与える場合には、これを分配すればよい。この分配方法は、ここでは規定しないが、空間合成インパルス応答 I_{tg} に対して影響が少なく、空間合成インパルス応答 $I_{nc'}$ に対して影響が大きい振幅を優先的に調整の対象とすることが好ましい。

さらに、図 9 に示すように、音圧低減点 P_{nc} として複数のポイント $P_{nc1} \sim P_{ncm}$ を設定し、これを満たすような振幅 $A_0 \sim A_n$ を連立方程式により求めることもできる。この連立方程式が満たされない場合、あるいは図 8 のように空間合成インパルス応答 I_{nc} の特定パルスに対して影響を与える振幅 $A_0 \sim A_n$ が該当しない場合には、目標とする窓関数のカーブに近くなるように、最小二乗法などにより振幅 $A_0 \sim A_n$ を求めることができる。

また、例えばフィルタ係数 $C F_0 \sim C F_2$ は、ポイント P_{nc1} に対応させ、フィルタ係数 $C F_3 \sim C F_5$ は、ポイント P_{nc2} に対応させ、フィルタ係数 $C F_6 \sim C F_8$ は、ポイント P_{nc3} に対応させ、・・・などとしたり、フィルタ係数 $C F_0 \sim C F_n$ と、ポイント $P_{nc1} \sim P_{ncm}$ との関係を入れ子にしたりすることもできる。

さらに、サンプリング周波数、スピーカのユニット数、及び空間配置を工夫することにより、空間合成インパルス応答 I_{nc} の各パルスに対して、影響を与える

係数が確率的になるべく存在するような設計にすることが可能である。また、測定時の離散化のときと同様、空間合成インパルス応答 I_{nc} はスピーカ $S P_0 \sim S P_n$ から放射された音が連続系列である空間を介しているので、厳密にはパルスごとに影響を与えた係数は 1 つに特定されることはないが、ここでは便宜上、計算時の目安になりやすいよう、そのように扱っている。このようにしても、実用上問題のないことが実験で確かめられている。

次に、本発明に係る具体的な実施例を図面を参照して説明する。

本発明の第 1 の実施例は、本発明をオーディオ信号の処理システムに適用したものであり、図 10 は、その処理システムの一例を示している。図 10 においては、1 チャンネル分のオーディオ信号ラインを示す。すなわち、ソース $S C$ からデジタルオーディオ信号が取り出され、このオーディオ信号が可変ハイパスフィルタ $D F_1$ を通じて $F I R$ デジタルフィルタ $D F_0 \sim D F_n$ に供給され、そのフィルタ出力がパワーアンプ $P A_0 \sim P A_n$ を通じてスピーカ $S P_0 \sim S P_n$ に供給される。

この場合、制御可能な空間合成インパルス応答 I_{nc} のサンプル幅 $C N$ から周波数応答 $F_{nc'}$ のカットオフ周波数を推測できるので、可変ハイパスフィルタ $D F_1$ のカットオフ周波数が、その周波数応答 $F_{nc'}$ のカットオフ周波数に連動して制御される。この制御により、周波数応答 F_{tg} が周波数応答 $F_{nc'}$ に対して優位である帯域のみ、オーディオ信号を通過させることができる。例えば図 11 の場合、周波数応答 $F_{nc'}$ の低域部分が、周波数応答 F_{tg} の低域部分と変わらないレベルのとき、ソースの有効帯域を制御し、その低域部分を使わなことにより、後ろから聞こえるときに効果のある帯域だけを出力することができる。

また、デジタルフィルタ $D F_0 \sim D F_n$ は、上述の遅延回路 $D L_0 \sim D L_n$ を構成するものである。さらに、パワーアンプ $P A_0 \sim P A_n$ において、これに供給されたデジタルオーディオ信号は、D/A (Digital to Analog) 変換されてからパワー増幅され、あるいは D 級増幅され、スピーカ $S P_0 \sim S P_n$ に供給される。

この場合、制御回路 12 において例えば図 11 に示すルーチン 100 が実行され、ハイパスフィルタ $D F_1$ 及びデジタルフィルタ $D F_0 \sim D F_n$ の特性が上述にしたがって設定される。すなわち、制御回路 12 にポイント P_{tg} 、 P_{nc} を入力すると、制御回路 12 の処理がルーチン 100 のステップ 101 からスタートし、次

にステップ102において、デジタルフィルタ $D F_0 \sim D F_n$ における遅延時間 $\tau_0 \sim \tau_n$ が計算され、続いてステップ103において、音圧低減点 P_{nc} における空間合成インパルス応答 I_{nc} がシミュレートされ、制御の可能なサンプル数 C_N が予測される。

そして、ステップ104において、窓関数をベースとして作成可能なローパスフィルタのカットオフ周波数が算出され、次にステップ105において、空間合成インパルス応答 I_{nc} のパルス列の各サンプルに対応する振幅 $A_0 \sim A_n$ のうち、どの振幅が有効であるかをリストアップして振幅 $A_0 \sim A_n$ を求める。そして、ステップ106において、以上の結果にしたがって、可変ハイパスフィルタ11のカットオフ周波数及びデジタルフィルタ $D F_0 \sim D F_n$ の遅延時間 $\tau_0 \sim \tau_n$ が設定され、その後、ステップ107によりルーチン100を終了する。

以上により音圧増強点 P_{tg} 及び音圧低減点 P_{nc} を得ることができる。

次に、本発明の第2の実施例を説明する。

図12に示すシステムにおいては、複数のポイント P_{tg} 、 P_{nc} について、可変ハイパスフィルタ11のカットオフ周波数及びデジタルフィルタ $D F_0 \sim D F_n$ の遅延時間 $\tau_0 \sim \tau_n$ のデータが算出され、このデータが、制御回路12の記憶装置13にデータベースとして蓄えられている場合である。この再生システムの使用時に、ポイント P_{tg} 、 P_{nc} のデータを記憶装置12に入力すると、記憶装置13から対応するデータが取り出され、可変ハイパスフィルタ11のカットオフ周波数及びデジタルフィルタ $D F_0 \sim D F_n$ の遅延時間 $\tau_0 \sim \tau_n$ が設定される。

次に、本発明の第3の実施例を実施例を説明する。

図13に示すシステムにおいては、ソースSCからのデジタルオーディオ信号が、可変ハイパスフィルタ11及びデジタルフィルタ $D F_0 \sim D F_n$ により、例えば上述した第1の実施例において説明したように処理され、その処理結果の信号がデジタル加算回路14及びパワーアンプ $P A_0 \sim P A_n$ を通じてスピーカ $S P_0 \sim S P_n$ に供給される。

さらに、ソースSCから出力されるデジタルオーディオ信号と、可変ハイパスフィルタ11のフィルタ出力とが、デジタル減算回路15に供給されて中低域成分（図7Cにおける平坦部分の成分）のデジタルオーディオ信号が取り出される。

そして、この中低域成分のデジタルオーディオ信号が、処理回路 16 を通じてデジタル加算回路 14 に供給される。

したがって、音圧低減点 P_{nc} における漏れ音を処理回路 16 の処理に対応して制御することができる。

次に、本発明の第 4 の実施例を説明する。

図 14 は、FIR (Finite Impulse Response) デジタルフィルタ $D_{F0} \sim D_{Fn}$ の処理内容を等価的に示すもので、ソース SC からにデジタルオーディオ信号が、固定のデジタルハイパスフィルタ 17 を通じて本来の FIR デジタルフィルタ $D_{F0} \sim D_{Fn}$ に供給され、そのフィルタ出力が、デジタル加算回路 14 に供給される。さらに、ソース SC からにデジタルオーディオ信号が、デジタルローパスフィルタ 18 を通じて処理回路 16 に供給される。

したがって、処理回路 16 の処理をデジタルフィルタにより実現できるときは、その処理をデジタルフィルタ $D_{F0} \sim D_{Fn}$ により実行できる。

次に、本発明の第 5 の実施例を説明する。

図 15 及び図 16 は、1 つのスピーカアレイ 10 により、リスナ LSNR の左前方、右前方、左後方、右後方に、仮想のスピーカ S_{PLF} 、 S_{PRF} 、 S_{PLB} 、 S_{PRB} を実現して 4 チャンネルのサラウンドステレオ音場を形成する場合である。

このため、図 15 に示すように、部屋 RM において、リスナ LSNR の正面前方にスピーカアレイ 10 が配置される。また、図 16 に示すように、左前方チャンネルについては、ソース SC から左前方のデジタルオーディオ信号 DLF が取り出され、この信号 DLF が、可変ハイパスフィルタ 12LF を通じて FIR デジタルフィルタ $D_{FLF0} \sim D_{FLFn}$ に供給され、そのフィルタ出力が、デジタル加算回路 $AD_0 \sim AD_n$ 及びパワーアンプ $PA_0 \sim PA_n$ を通じてスピーカ $S_{P0} \sim S_{Pn}$ に供給される。

また、右前方チャンネルについては、ソース SC から右前方のデジタルオーディオ信号 DRF が取り出され、この信号 DRF が、可変ハイパスフィルタ 12RF を通じて FIR デジタルフィルタ $D_{FRF0} \sim D_{FRFn}$ に供給され、そのフィルタ出力が、デジタル加算回路 $AD_0 \sim AD_n$ 及びパワーアンプ $PA_0 \sim PA_n$ を通じてスピーカ $S_{P0} \sim S_{Pn}$ に供給される。

さらに、左後方チャンネル及び右後方チャンネルについても、左前方チャンネル及び右前方チャンネルと同様に構成されるもので、参照符号における記号LF、RFを記号LB、RBに変えて説明は省略する。

そして、各チャンネルについて、図10及び図14により説明したように、それぞれの値が設定され、左前方チャンネル及び右前方チャンネルについては、例えば前述した図1により説明したシステムにより仮想スピーカSPLF、SPRFが実現され、左後方チャンネル及び右後方チャンネルについては、例えば図5により説明したシステムにより仮想スピーカSPLB、SPRBが実現される。したがって、これら仮想スピーカSPLF～SPRBにより、4チャンネルサラウンドステレオ音場が形成される。

上述のシステムによれば、1つのスピーカアレイ10によってサラウンドのマルチチャンネルステレオを実現することができ、スピーカを設置するために多くのスペースを必要とすることがない。また、チャンネル数を増やす場合も、デジタルフィルタを追加するだけでよく、スピーカの増設の必要がない。

上述の説明では、空間合成インパルス応答 $I_{nc'}$ の設計指針として窓関数を使用し、比較的急峻なローパスフィルタ特性を形成したが、窓関数以外の関数により係数の振幅を調整して希望する特性を得てもよい。

また、上述の説明では、フィルタ係数の振幅をすべて正方向のパルス列とすることにより、空間合成インパルス応答もすべて正の値の振幅のパルス列としたが、音圧増強点 P_{tg} に焦点を向けるための遅延特性を保持しながら、各フィルタ係数中のパルス振幅を正方向あるいは負方向に設定することにより、音圧低減点 P_{nc} の特性を規定してもよい。

更に、上述の説明では、遅延を付加する要素としてインパルスを基本としているが、これは説明を容易にするためであり、この基本遅延要素を特定の周波数応答を持つ複数のサンプルのタップとし、同様の作用を得ることもできる。例えば、擬似的なオーバーサンプリングの効果が得られる擬似パルス系列を基本とすることはできる。この場合には、振幅方向の負の成分も係数の中に持つことになるが、目的とする効果及び実行手段としては、同様のものであるといえる。なお、この擬似パルス列については、次節において詳述する。

更にまた、上述の説明では、デジタルオーディオ信号に対する遅延をデジタルフィルタの係数で表現したが、遅延部とデジタルフィルタ部とに分けてシステムを構成する場合も、同様とすることができます。さらに、振幅 $A_0 \sim A_n$ の組み合わせを 1 組あるいは複数組用意しておき、これを対象とする音圧増強点 P_{tg} 及び音圧低減点 P_{nc} の少なくとも一方に設定することができる。また、スピーカアレイ 10 が、例えば図 6 に示す仮想の後方スピーカを実現する場合のように、用途が固定されていて一般的な反射位置や聴取位置などが想定できる場合、フィルタ係数は予め想定される音圧増強点 P_{tg} 及び音圧低減点 P_{nc} に対応する固定的なフィルタ係数 $C_{F0} \sim C_{Fn}$ とすることもできる。

更に、上述の説明では、空間合成インパルス応答 $I_{nc'}$ に対応するフィルタ係数の振幅 $A_0 \sim A_n$ を決定するとき、音波の伝搬時の空気による減衰の影響や、反射物による位相変化などのパラメータを盛り込んで、シミュレーション計算することもできる。また、何らかの測定手段により、それぞれのパラメータを測定して、より適切な振幅 $A_0 \sim A_n$ を決定し、より正確なシミュレーションを行うこともできる。

また、上述の説明では、スピーカアレイ 10 は、スピーカ $S_{P0} \sim S_{Pn}$ が水平直線上に配列されている場合であるが、平面上に配列されていてもよく、あるいは奥行きを持って配列されていてもよく、さらに、必ずしも整然と配列されている必要もない。更にまた、上述の説明では、焦点型システムを中心にして説明したが、指向性型システムの場合も、同様なプロセスを実行することができる。

次に、擬似パルス列を用いた遅延処理について説明する。

上述した実施例の説明では、簡単のため、システムのサンプリング周波数で規定される単位遅延時間に基づく遅延時間をそれぞれのデジタルフィルタに設定して説明したが、設定される遅延時間はより精度高く設定されることがより好ましい。

この遅延時間をシステムの単位遅延時間よりも実質的に高い時間分解能で実現するパルス列（インパルス応答）を以下、「擬似パルス列」と称する。

まず、データベースの作成を説明する。

以下の説明において、記号を以下のように定義する。

F_s : システムのサンプリング周波数。

N_{ov} : 時間分解能を、サンプリング周期 $1/F_s$ の何分の 1 にするかを示す値。

サンプリング周波数 F_s に対するオーバーサンプリングの倍数でもある。

N_{ps} : オーバーサンプリング周期 $1/(F_s \times N_{ov})$ の時間軸上におけるパルスの形状を、サンプリング周波数が周波数 F_s の複数のパルスにより近似表現するときのパルス数。擬似パルス列のパルス数でもあり、所望の遅延を実現するデジタルフィルタの次数でもある。

一例として、

$$F_s = 4.8 \text{ kHz}, N_{ov} = 8, N_{ps} = 16$$

である。

まず、データベースの作成に当たっては、スピーカアレイ 10 による再生の前処理として、上述のように擬似パルス列を生成し、データベースに登録する。すなわち、

(1) 必要とする時間分解能に基づいて、オーバーサンプリングの倍数 N_{ov} と、擬似パルス列のパルス数 N_{ps} を想定する。ここでは、図 17A 及び図 17B に示すように、第 M 番目のパルスから次の第 $(M+1)$ 番目のパルスまでの期間の時間分解能を、 N_{ov} 倍に上げる場合である。また、サンプリング周期 $1/F_s$ の時間軸上で、 N_{ps} 個のパルスによる時間幅を設定する。

(2) オーバーサンプリングの倍数が値 N_{ov} であるから、図 17B にも示すように、第 M 番目のパルスから第 $(M+1)$ 番目のパルスまでの期間に、 N_{ov} 個のオーバーサンプリングパルスが立つことになる。

そして、

$$m = 0, 1, 2, \dots, N_{ov}-1$$

とすれば、サンプリング周期 $1/F_s$ の時間軸上において、そのオーバーサンプリングパルスの位置は、 $(M+m/N_{ov})$ となる。あるいは、オーバーサンプリング周期 $1/(F_s \times N_{ov})$ の時間軸上では、そのオーバーサンプリングパルスの位置は、 $(M+N_{ov} \times m)$ となる。

(3) 図 17C に示すように、(2)項のオーバーサンプリングパルスを、サンプリング周波数 $F_s \times N_{ov}$ からサンプリング周波数 F_s へダウンサンプリングして擬似パ

ルス列を求める。

この場合、例えば、(2)項の各系列をFFTを用いて周波数軸変換し、サンプリング周波数Fsまでの有効値のみ残して時間軸へ逆FFTするなどの方法が考えられる。また、ダウンサンプリングの手法は、アンチエリアシングフィルタの設計を含めて多々あるので、ここでは言及しない。

(4) 以後、(3)項によって求めた擬似パルス列（パルス数Npsの系列）は、サンプリング周期 $1/F_s$ の時間軸上で、擬似的に、時間位置 $(M+m/N_{ov})$ に立ったパルスとして扱う。この場合、サンプリング周期 $1/F_s$ の時間軸上では、値Mは整数であり、値 m/N_{ov} は小数である。

(5) 図17Dに示すように、値Mをオフセット情報とみなすとともに、値 m/N_{ov} をインデックス情報とみなし、これらの情報と、(4)項で求めた擬似パルス列の波形のデータとの対応テーブルをデータベース20に登録する。

図18～図21は、(1)～(4)項により形成した擬似パルス列の波形、利得特性及び位相特性を示す。なお、図18～図21は、上述のように、 $N_{ov}=8$ 、 $N_{ps}=16$ の場合であり、 $m=0 \sim 7$ について示している。

例えば、図18Aに示す $m=0$ の場合は、その時間軸波形は第8サンプル目が値1.0であり、他のサンプル値は0.0なので、8サンプル周期 $(8/F_s)$ だけ単純に遅延させる伝達特性を示す。以下、値mが増加するにつれて、時間軸波形におけるピーク位置が次第に第9サンプル目に移動していく様子が示されている。このとき、それぞれの周波数利得特性はほとんど平坦であるが、周波数位相特性は、値mの増加につれて位相遅れが大きくなっていることがわかる。すなわち、 $1/(F_s \times N_{ov})$ の時間分解能での遅延処理を、サンプリング周波数Fsのフィルタ処理で実現している。

以上が再生に必要な前処理であり、以後、データベース20の情報を使用して次に述べる再生処理を実行する。

スピーカアレイ10による再生時には、上述したデータベースの作成工程により作成したデータベース20を以下のように使用して再生を行う。

すなわち、

(11) 遅延回路DL0～DLnと直列に、デジタルフィルタを設ける。このデジタ

ルフィルタは、遅延用として使用されるものであるが、そのフィルタ係数は後述のように設定する。

(12) まず、焦点 P_{tg} の位置（あるいは指向方向）に対応する遅延時間 $\tau_0 \sim \tau_n$ を求め、これにサンプリング周波数 F_s を乗算して、遅延時間 $\tau_0 \sim \tau_n$ をサンプリング周波数 F_s の周波数軸上の「遅延サンプル数」に換算する。このとき、遅延時間 $\tau_0 \sim \tau_n$ は、遅延回路 $D_{L0} \sim D_{Ln}$ の分解能では表現できない端数を持つ値であってよい。つまり、遅延時間 $\tau_0 \sim \tau_n$ 及び遅延サンプル数は、遅延回路 $D_{L0} \sim D_{Ln}$ の分解能の整数倍でなくてよい。

(13) 次に、上述の(12)項で求めた遅延サンプル数を、整数部と小数部（端数部）とに分け、その整数部を遅延回路 $D_{L0} \sim D_{Ln}$ の遅延時間に設定する。

(14) 次に、(12)項で求めた遅延サンプル数の小数部が、データベース 20 に蓄積してあるインデックス情報 m / Nov のどれに近いかを判定する。つまり、小数部が、 $0 / Nov, 1 / Nov, 2 / Nov, \dots, (Nov-1) / Nov$ のどれに近いかを判定する。なお、小数部が $Nov / Nov = 1.0$ に近いと判定された場合は、整数部を 1 だけ繰り上げて、小数部は $0 / Nov$ に近いと判定するものとする。

(15) 上述の(14)項の判定結果にしたがって、データベース 20 から対応する擬似パルス列の波形データを取り出し、(11)項の FIR デジタルフィルタにそのフィルタ係数として設定する。

以上により、オーディオ信号に対する遅延回路 $D_{L0} \sim D_{Ln}$ 及びデジタルフィルタの総合の遅延時間は、(12)項で求めた遅延時間 $\tau_0 \sim \tau_n$ となる。したがって、焦点型のシステムであれば、スピーカ $S_{P0} \sim S_{Pn}$ から出力された音は、焦点 P_{tg} の位置に焦点を結ぶことになり、音像が明瞭に定位する。また、指向性型のシステムであれば、指向方向が場所 P_{tg} に合うことになり、やはり、音像が明瞭に定位する。

また、スピーカ $S_{P0} \sim S_{Pn}$ からの音は、焦点 P_{tg} において位相がより正確に揃うことになるので、このとき、焦点 P_{tg} 以外の場所では、位相がよりばらつくことになり、その結果、焦点 P_{tg} 以外の場所における音圧をより減少させることができる。したがって、この点からも音像の定位が明瞭になる。

なお、厳密には、全帯域で時間分解能があがったわけではなく、ダウンサンプ

リングの手法によっては、高域に対しての時間分解能がとりにくくなることがあるが、焦点 P_{tg} (あるいは指向方向) と、焦点 P_{tg} 以外の場所 (あるいは非指向方向) との音圧差を考えた場合、実際上、ほとんどの周波数帯域で十分指向性を強くする効果がある。

次に、本発明の第 6 の実施例を説明する。

図 22 は、本発明が適用された再生装置の一例を示す。すなわち、ソース S_C からデジタルオーディオ信号が取り出され、このオーディオ信号が、デジタル遅延回路 $D_L0 \sim D_Ln$ 及び FIR デジタルフィルタ $D_F0 \sim D_Fn$ に順に供給され、そのフィルタ出力がパワーアンプ $PA0 \sim PA_n$ に供給される。

この場合、遅延回路 $D_L0 \sim D_Ln$ の遅延時間は、上述した(13)項に示す整数部とされる。また、 FIR デジタルフィルタ $D_F0 \sim D_Fn$ は、そのフィルタ係数を上述した(15)項にしたがって設定することにより、(13)項に示す小数部の時間の遅延を行うようにされる。さらに、パワーアンプ $PA0 \sim PA_n$ において、これに供給されたデジタルオーディオ信号は、 D/A 変換されてからパワー増幅され、あるいは D 級増幅され、スピーカ $SP0 \sim SPn$ に供給される。

さらに、データベース 20 が用意される。このデータベース 20 は、上述したデータベースの作成工程の(1)~(5)項にしたがって、オフセット情報 M 及びインデックス情報 m/N_{ov} と、前述した(4)項で求めた擬似パルス列の波形データとの対応テーブルを有する。このデータベース 20 が上述の(13)項の小数部したがって検索され、その検索結果が FIR デジタルフィルタ $D_F0 \sim D_Fn$ に設定される。また、(13)項の整数部が遅延回路 $D_L0 \sim D_Ln$ の遅延時間に設定される。

このような構成によれば、場所 P_{tg} に焦点を結ぶ (あるいは場所 P_{tg} を指向方向にする) ために必要な遅延時間 $\tau_0 \sim \tau_n$ が、遅延回路 $D_L0 \sim D_Ln$ の分解能を越えていても、 FIR デジタルフィルタ $D_F0 \sim D_Fn$ の遅延時間が、その分解能を越えた小数部分を実現する。

したがって、焦点型のシステムであれば、スピーカ $SP0 \sim SPn$ から出力された音は、焦点 P_{tg} の位置に焦点を結ぶことになり、音像が明瞭に定位する。また、指向性型のシステムであれば、指向方向が場所 P_{tg} に合うことになり、やはり、音像が明瞭に定位する。

次に、本発明の第7の実施例を説明する。

本発明が適用された図23に示す再生装置においては、FIRデジタルフィルタDF0～DFnが、遅延回路DL0～DLnを兼ねる場合である。すなわち、この場合には、インデックス情報m/Novにしたがってデータベース20が検索され、その検索結果により、FIRデジタルフィルタDF0～DFnに、オフセット情報Mが設定されて遅延回路DL0～DLnの遅延時間が付加されるとともに、インデックス情報m/Novの波形データが設定される。

したがって、この再生装置においても、焦点Ptgあるいは指向方向が適切に設定されるので、明瞭な音像の定位を得ることができる。

次に、本発明の第8の実施例を説明する。

本発明が適用された図24に示す再生装置は、上述の図23に示す再生装置において、デジタルフィルタDF0～DFnにより、イコライジング、振幅(音量)、残響などの音響効果も実現する場合である。このため、たたみ込み回路CV0～CVnにおいて、目的の音響効果となる外部データが、データベース20から取り出されたデータにたたみ込まれ、その出力がFIRデジタルフィルタDF0～DFnに設定される。

本発明による遅延処理は、上述のスピーカアレイ10への適用に限らないことはもちろんである。例えば、マルチウェイスピーカーシステムで使用されるチャンネルデバイダに適用すれば、低域用スピーカと高域用スピーカとの仮想音源の位置を微細に調整する、いわゆるタイムアライメントを行うことができる。また、SACDやDVD-Audioなどにより高品位のオーディオ再生を行う装置においては、スーパーツィータの前後方向における配置位置をミリメートル単位で調整できることが望まれるが、そのような場合にも対応できる。

さらに、上述の実施例においては、データベース20におけるデータは、予め計算しておいたものをROMなどのメモリに用意しておいてもよく、あるいは必要に応じてリアルタイムで計算してもよい。

また、データベース20におけるデータを計算するときの計算速度や計算に必要なりソース、あるいはメモリのデータ量を少なくするために、焦点Ptgや指向方向の場所によって、データベース20のデータを使用する/使用しないを使い

分けることもできる。例えば、焦点P_{tg}をリスナの横方向に位置させる場合には、正面方向に位置させる場合に比べ、精度が低くても問題がないので、データベース20のデータを使用しないように、あるいは擬似パルス列のパルス数N_{ps}を減らすように、自動的に制御することにより、全体的なデータ量や計算量を抑えることができる。

さらに、焦点P_{tg}の位置や指向方向、あるいはそれその場合のハードウェアの計算量や計算能力に応じて、値N_{ov}、N_{ps}の数を自動的に変更することもできる。また、例えば、焦点P_{tg}の位置や指向方向などをリアルタイムに動的に変更して効果を増強する場合、その処理を連続的に行うこともできる。そして、その場合も、値N_{ov}、N_{ps}を動的に変更することができる。

以上、本発明をいくつかの具体的な実施例に基づいて説明したが、本発明はこれらの例に何ら限定されるものではなく、発明の主旨を逸脱しない範囲で適宜変更可能であることは言うまでもない。

産業上の利用可能性

本発明は、スピーカアレイにより音響再生を行う場合、目的とする場所の音圧を増強するとともに、特定の場所の音圧を低減することに加えて、音圧を低減させたい位置や方向に対するインパルス応答に空間的な窓関数をかけて合成するようしているので、音波の到来方向感（定位感）が知覚されやすい中高音域の応答を特に低減することができる。このとき、必要なスピーカアレイの規模を大きくする必要がなく、実用性が高い。

また、マルチチャンネルステレオを構成する場合にも、1つのスピーカアレイによってサラウンドのマルチチャンネルステレオを実現することができ、スピーカを設置するために多くのスペースを必要とすることがない。

更に、それぞれの遅延時間の設定に擬似パルス列を採用することにより、単位遅延時間よりも小さな分解能の遅延時間も設定できるので、焦点の位置や指向方向が明確となるので、音像が明瞭に定位する。また、焦点以外や指向方向以外の場所では、音圧が減少するので、この点からも音像の定位が明瞭になる。

請求の範囲

1. オーディオ信号を複数のデジタルフィルタにそれぞれ供給し、
上記複数のデジタルフィルタの出力を、スピーカアレイを構成する複数のスピーカのそれに供給して音場を形成し、
上記オーディオ信号がそれぞれのデジタルフィルタ及びそれとのスピーカを介して上記音場内の第1のポイントに到達するそれぞれの伝搬遅延時間が一致するように、上記デジタルフィルタにそれぞれ所定の遅延時間を設定し、
上記音場内の第2のポイントにおける上記オーディオ信号の合成応答にローバスフィルタ特性を与えるように上記複数のデジタルフィルタの振幅特性を調整するオーディオ信号の処理方法。
2. 上記スピーカアレイから出力させる音波を壁面で反射させてから上記第1のポイントあるいは上記第2のポイントの少なくとも一方のポイントに到達させるようにした請求の範囲第1項記載のオーディオ信号の処理方法。
3. 上記音場に上記第1のポイント及び上記第2のポイントを形成するとき、上記複数のデジタルフィルタのフィルタ係数を演算により求めて上記複数のデジタルフィルタのそれに設定するようにした請求の範囲第1項記載のオーディオ信号の処理方法。
4. 上記音場に上記第1のポイント及び上記第2のポイントを形成するとき、上記複数のデジタルフィルタのフィルタ係数をデータベースから取り出して上記複数のデジタルフィルタのそれに設定するようにした請求の範囲第1項記載のオーディオ信号の処理方法。
5. 上記複数のデジタルフィルタのうちの少なくとも1つのデジタルフィルタに設定される遅延時間は、上記オーディオ信号のサンプリング周期を単位として整数部と小数部とに分けられ、
上記遅延時間のうち少なくとも上記小数部で表される遅延時間を含むインパルス応答を上記サンプリング周期より小さい周期でオーバーサンプリングし、このオーバーサンプリングにより得られたサンプル列に対してダウンサンプリング処理を施して上記サンプリング周期のパルス波形データを得、

上記デジタルフィルタで遅延処理を行う部分に、上記パルス波形データに基づいて係数データを設定する請求の範囲第1項記載のオーディオ信号の処理方法。

6. 上記所定の遅延時間のうち、上記サンプリング周期の整数倍の遅延処理を上記サンプリング周期で動作するデジタル遅延回路で行い、上記小数部で表される遅延時間を含む残りの遅延処理を上記デジタルフィルタで行う請求の範囲第5項記載のオーディオ信号の処理方法。

7. 上記オーバーサンプリング処理のオーバーサンプリング周期は、上記デジタル信号のサンプリング周期の $1/N$ ($N \geq 2$ の整数) であって、上記小数部で表される遅延時間が上記オーバーサンプリング周期の整数 (m) 倍に近いとき、上記小数部として m/N を適用する請求の範囲第5項記載のオーディオ信号の処理方法。

8. 上記サンプリング周期の m/N ($m = 1 \sim N - 1$) である遅延時間だけ遅延させる上記パルス波形データを予めデータベースに格納しておき、

上記格納されたパルス波形データの中から、上記小数部に近いパルス波形データを取り出して上記デジタルフィルタのフィルタ係数に設定するようにした請求の範囲第7項記載のオーディオ信号の処理方法。

9. 上記パルス波形データに、所定の音響効果を与える伝達特性をたたみ込んで上記デジタルフィルタのフィルタ係数に設定する請求の範囲第5項記載のオーディオ信号の処理方法。

10. オーディオ信号がそれぞれ供給される複数のデジタルフィルタを備え、

上記複数のデジタルフィルタの出力を、スピーカアレイを構成する複数のスピーカのそれぞれに供給して音場を形成し、

上記オーディオ信号がそれぞれのデジタルフィルタ及びそれぞれのスピーカを介して上記音場内の第1のポイントに到達するそれぞれの伝搬遅延時間が一致するように、上記複数のデジタルフィルタにそれぞれ所定の遅延時間を設定し、

上記音場内の第2のポイントに上記オーディオ信号の合成応答にローパスフィルタ特性を与えるように上記複数のデジタルフィルタの振幅特性を調整するオーディオ信号の処理装置。

11. 上記スピーカアレイから出力させる音波を壁面で反射させてから上記第1

のポイントあるいは上記第2のポイントの少なくとも一方のポイントに到達させたようにした請求の範囲第10項記載のオーディオ信号の処理装置。

12. 上記音場に上記第1のポイント及び上記第2のポイントを形成するとき、上記複数のデジタルフィルタのフィルタ係数をデータベースから取り出して上記複数のデジタルフィルタのそれぞれに設定するようにした請求の範囲第10項記載のオーディオ信号の処理装置。

13. 上記音場に上記第1のポイント及び上記第2のポイントを形成するとき、上記複数のデジタルフィルタのフィルタ係数をデータベースから取り出して上記複数のデジタルフィルタのそれぞれに設定するようにした請求の範囲第10項記載のオーディオ信号の処理装置。

14. 上記複数のデジタルフィルタのうちの少なくとも1つのデジタルフィルタに設定される遅延時間は、上記オーディオ信号のサンプリング周期を単位として整数部と小数部とに分けられ、

上記遅延時間のうち少なくとも上記小数部で表される遅延時間を含むインパルス応答を上記サンプリング周期より小さい周期でオーバーサンプリングし、このオーバーサンプリングにより得られたサンプル列に対してダウンサンプリング処理を施して上記サンプリング周期のパルス波形データを演算する演算回路を更に備え、

上記演算回路により得られた上記パルス波形データを上記デジタルフィルタのフィルタ係数として設定する請求の範囲第10項記載のオーディオ信号の処理装置。

15. 上記オーバーサンプリング処理のオーバーサンプリング周期は、上記デジタル信号のサンプリング周期の $1/N$ ($N \geq 2$ の整数) であって、上記小数部で表される遅延時間が上記オーバーサンプリング周期の整数 m 倍に近いとき、上記小数部として m/N を適用するようにした請求の範囲第14項記載のオーディオ信号の処理装置。

16. 上記パルス波形データに、所定の音響効果を与える伝達特性をたたみ込んで合成波形データを上記デジタルフィルタのフィルタ係数に設定するようにした請求の範囲第14項記載のオーディオ信号の処理装置。

17. 上記複数のデジタルフィルタのうちの少なくとも1つのデジタルフィルタに設定される遅延時間は、上記オーディオ信号のサンプリング周期を単位として整数部と小数部とに分けられ、

上記遅延時間のうち少なくとも上記小数部で表される遅延時間を含むインパルス応答を上記サンプリング周期より小さい周期でオーバーサンプリングし、このオーバーサンプリングにより得られたサンプル列に対してダウンサンプリング処理を施して得られる上記サンプリング周期のパルス波形データを格納する記憶手段を更に備え、

上記記憶手段に格納されるパルス波形データが取り出されて上記デジタルフィルタのフィルタ係数として設定される請求の範囲第10項記載のオーディオ信号の処理装置。

18. 上記オーバーサンプリング処理のオーバーサンプリング周期は、上記デジタル信号のサンプリング周期の $1/N$ ($N \geq 2$ の整数) であって、上記小数部で表される遅延時間が上記オーバーサンプリング周期の整数 (m) 倍に近いとき、上記小数部として m/N を適用する請求の範囲第17項記載のオーディオ信号の処理装置。

19. 複数の上記小数部に対応する上記パルス波形データを予め上記記憶手段に格納しておき、

上記格納されたパルス波形データの中から、上記小数部に近いパルス波形データを取り出して上記デジタルフィルタのフィルタ係数に設定するようにした請求の範囲第17項記載のオーディオ信号の処理装置。

20. 上記パルス波形データに、所定の音響効果を与える伝達特性をたたみ込んで上記デジタルフィルタのフィルタ係数に設定する請求の範囲第17項記載のオーディオ信号の処理装置。

1/23

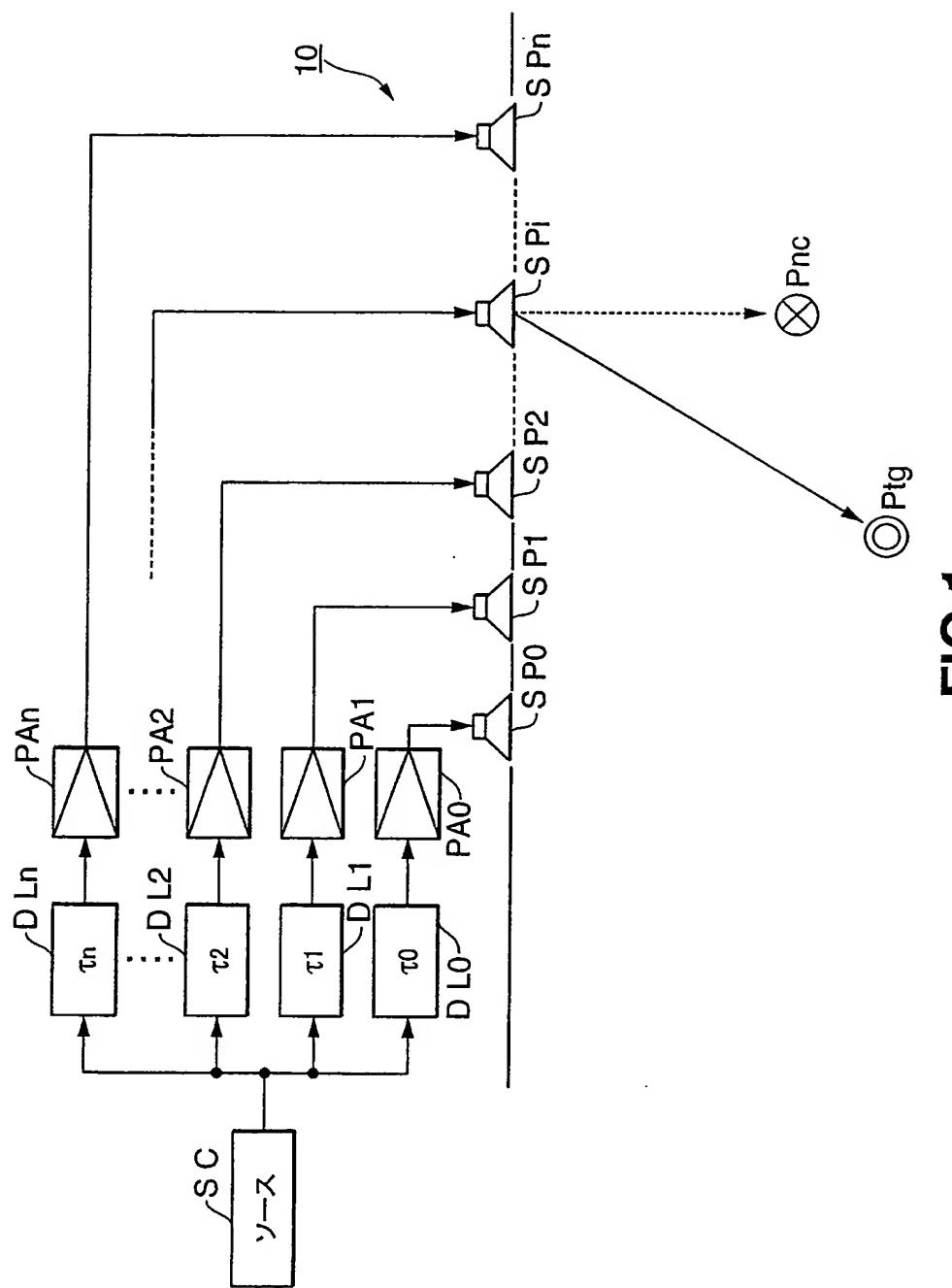


FIG.1

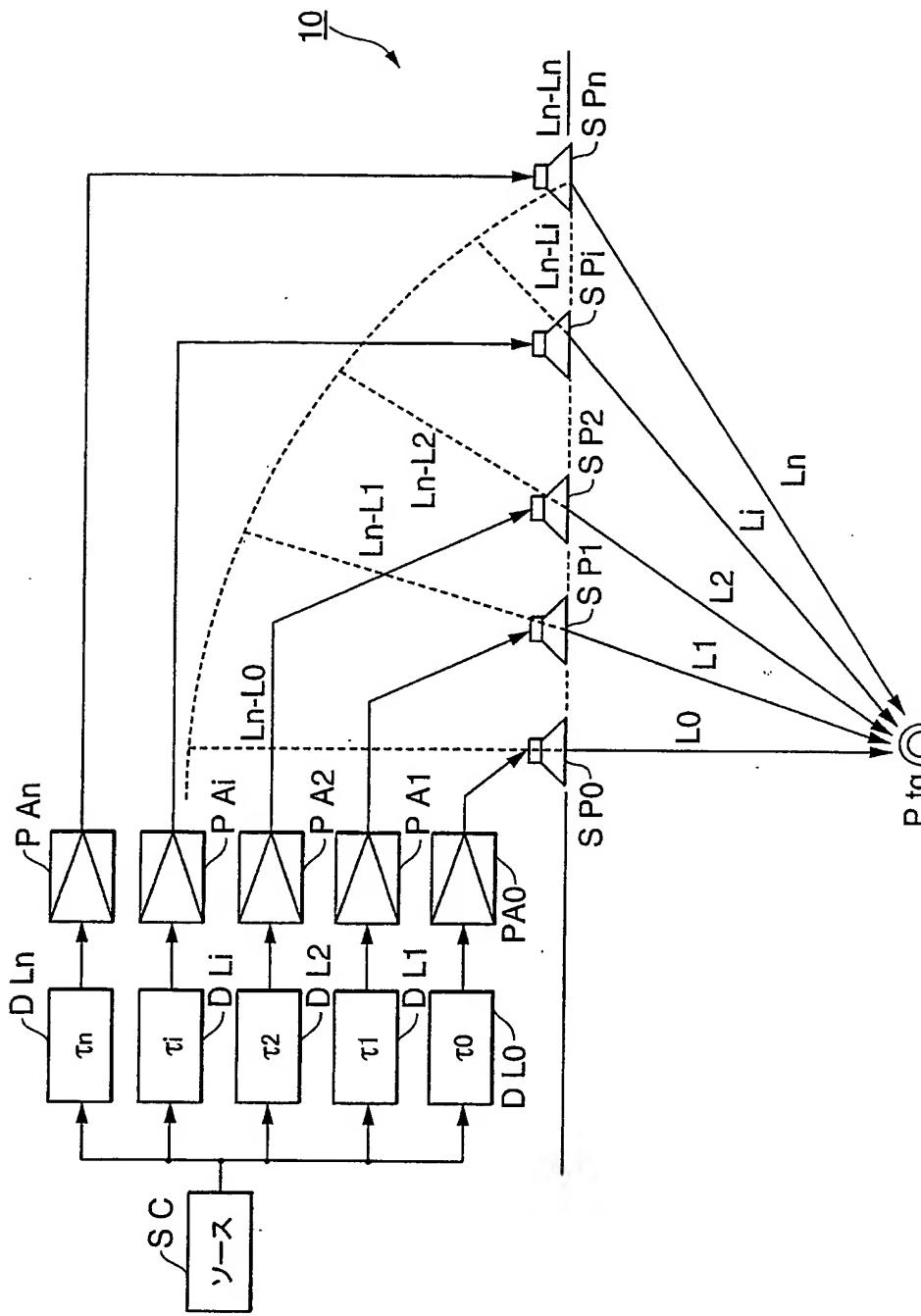
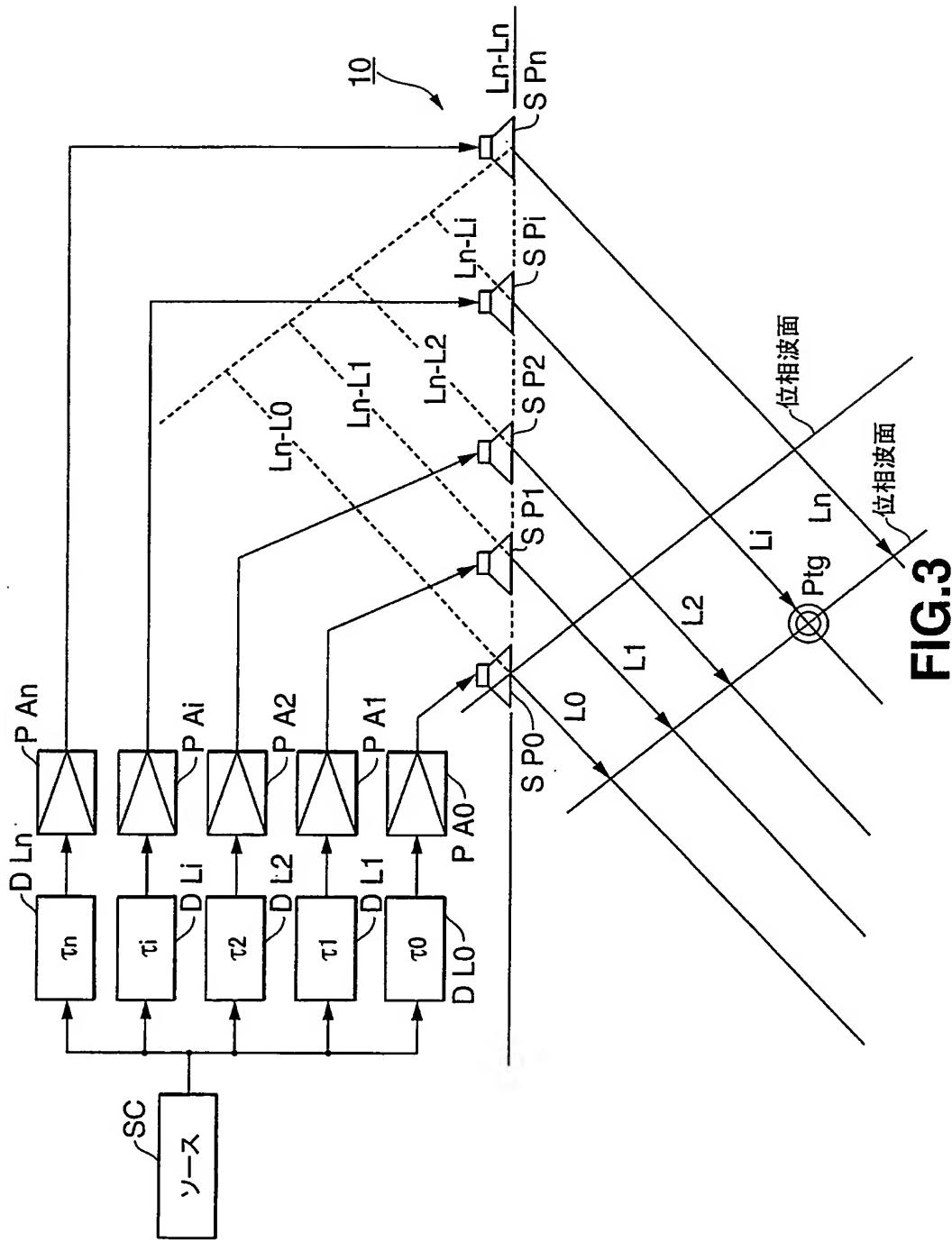


FIG.2

3/23



4/23

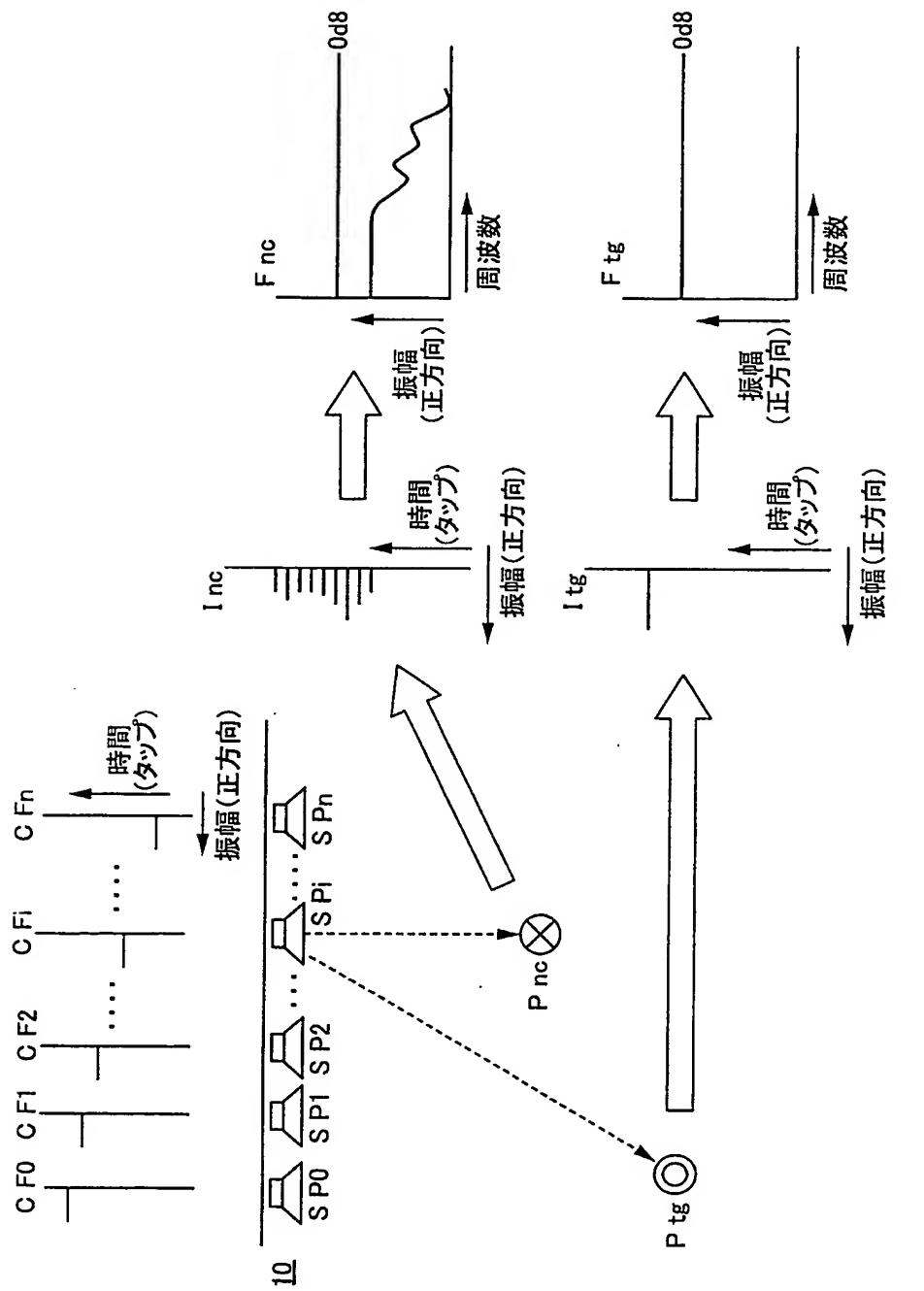
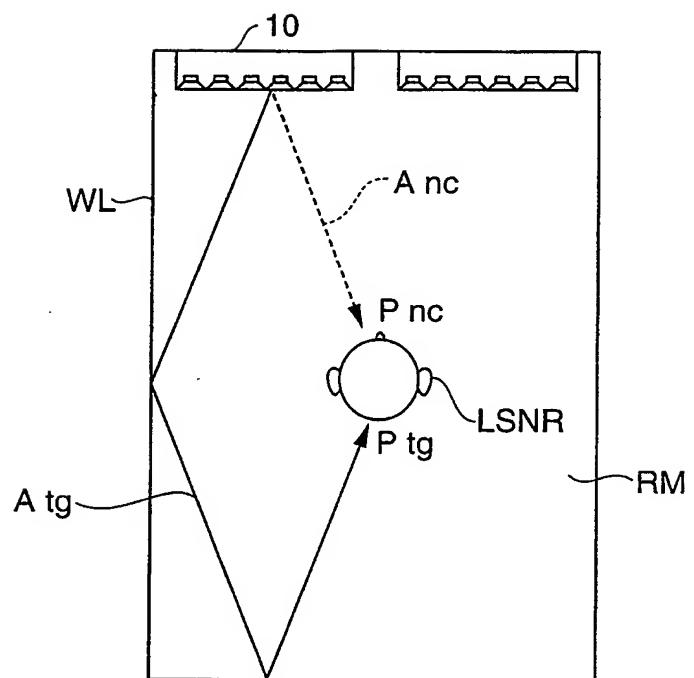


FIG.4

5/23

**FIG.5**

6/23

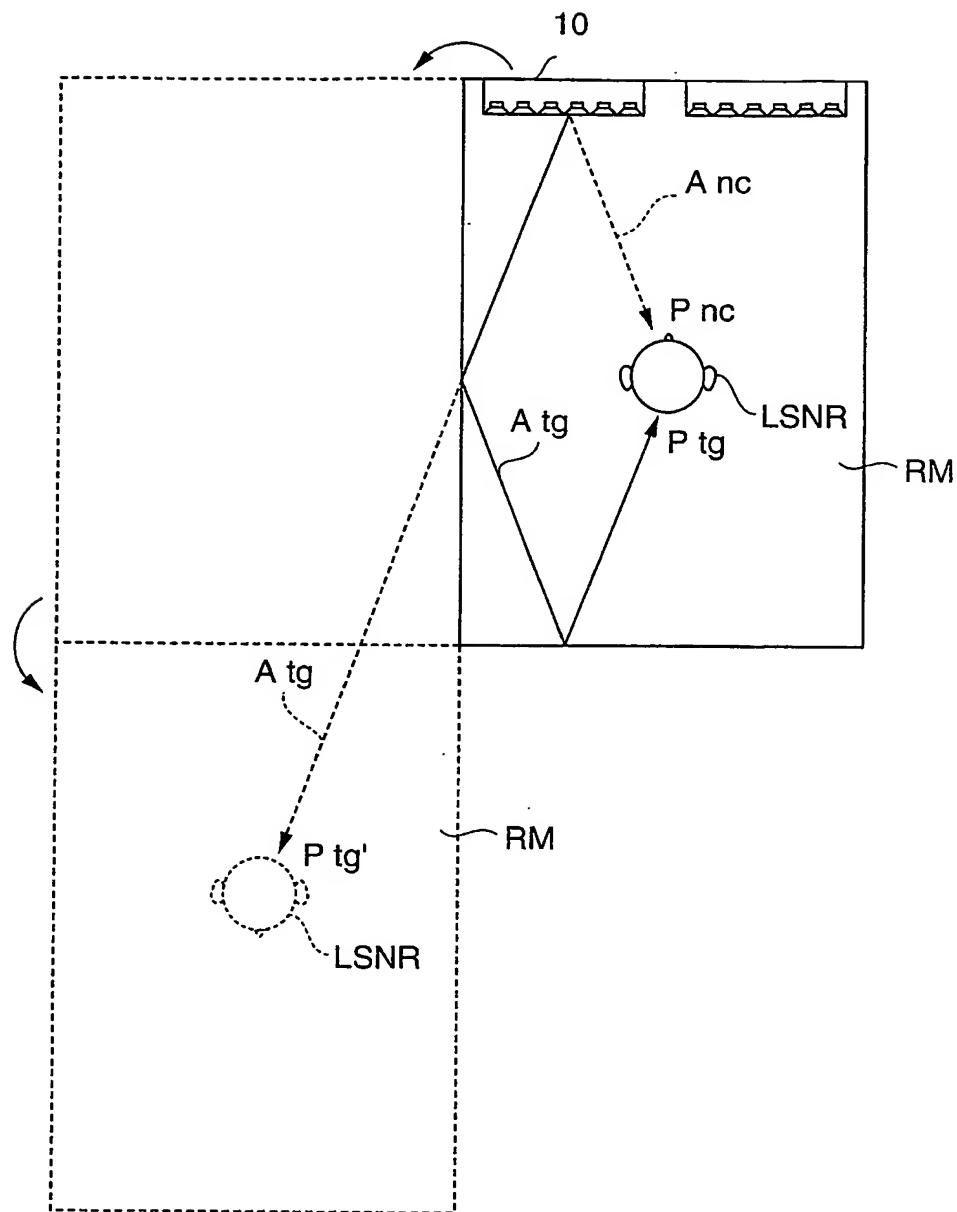


FIG.6

7/23

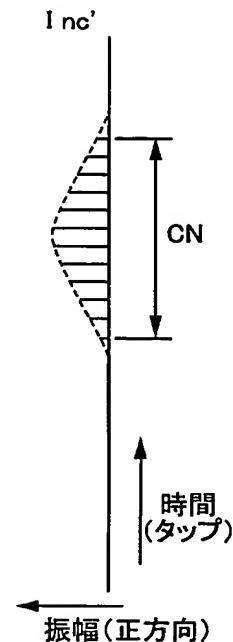
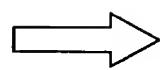
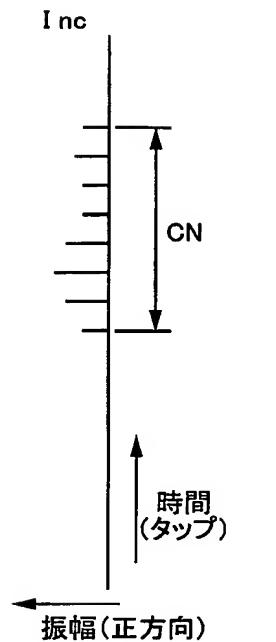


FIG. 7A

FIG. 7B

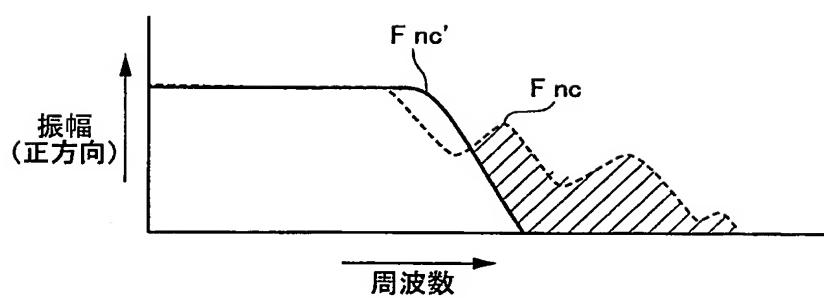


FIG. 7C

8/23

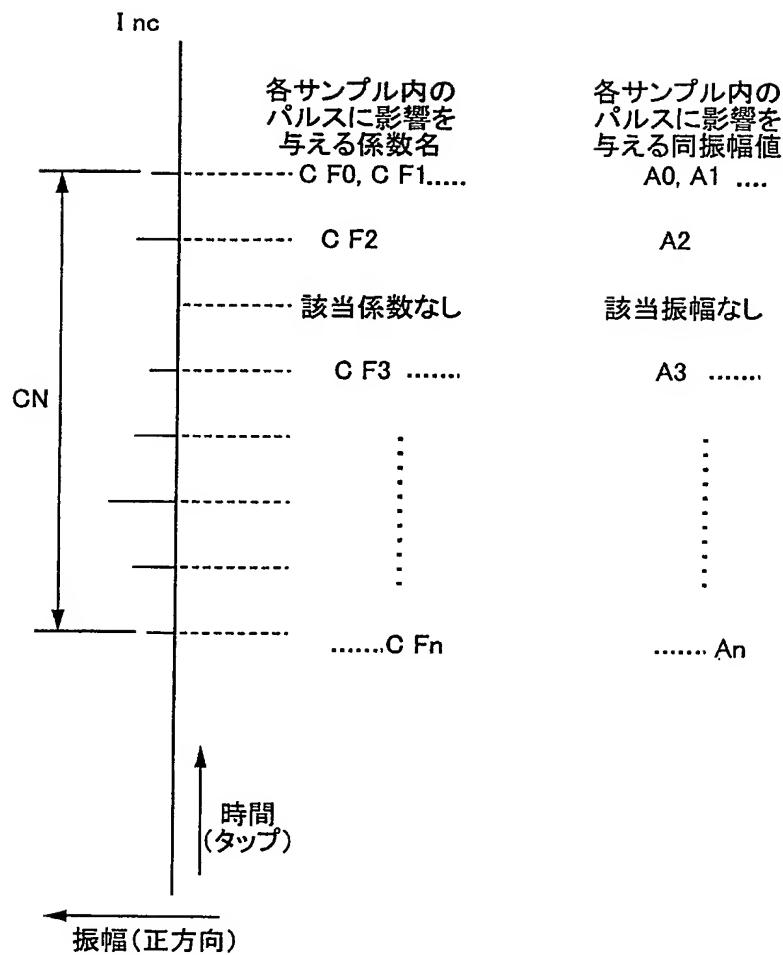


FIG.8

9/23

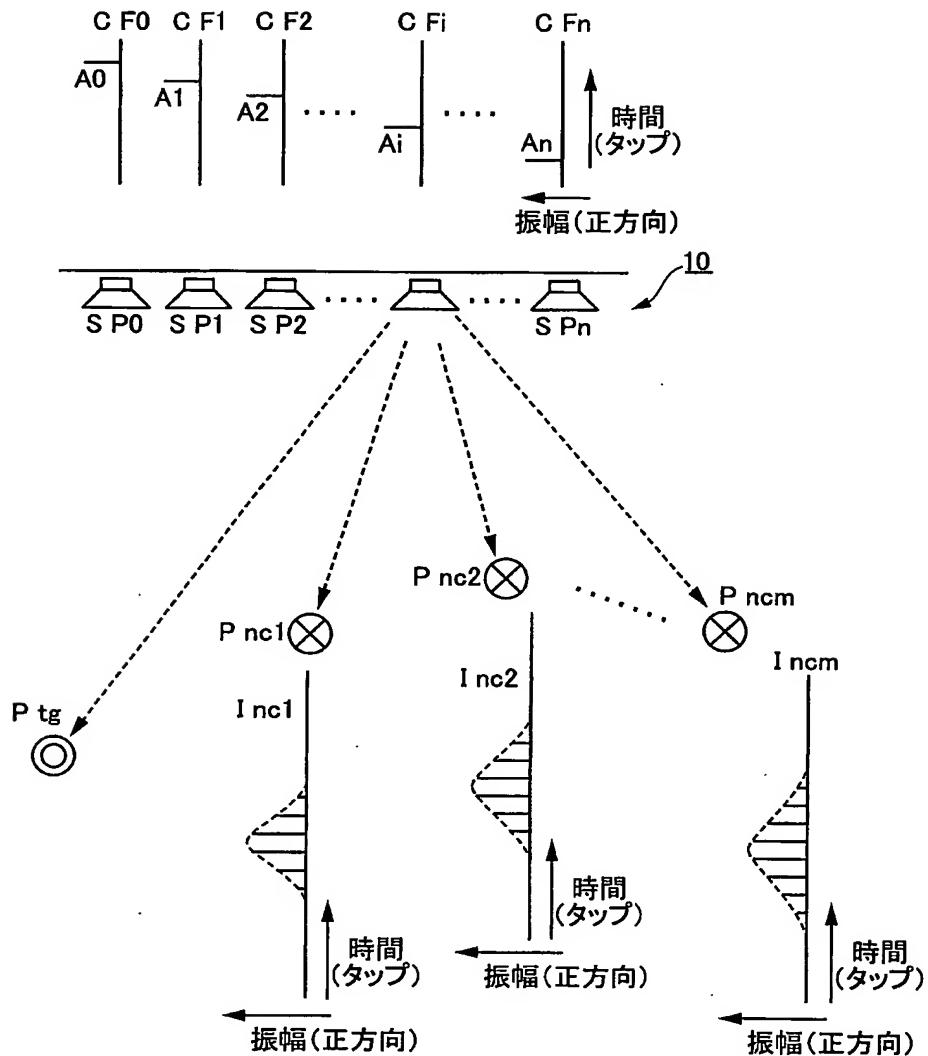


FIG.9

10/23

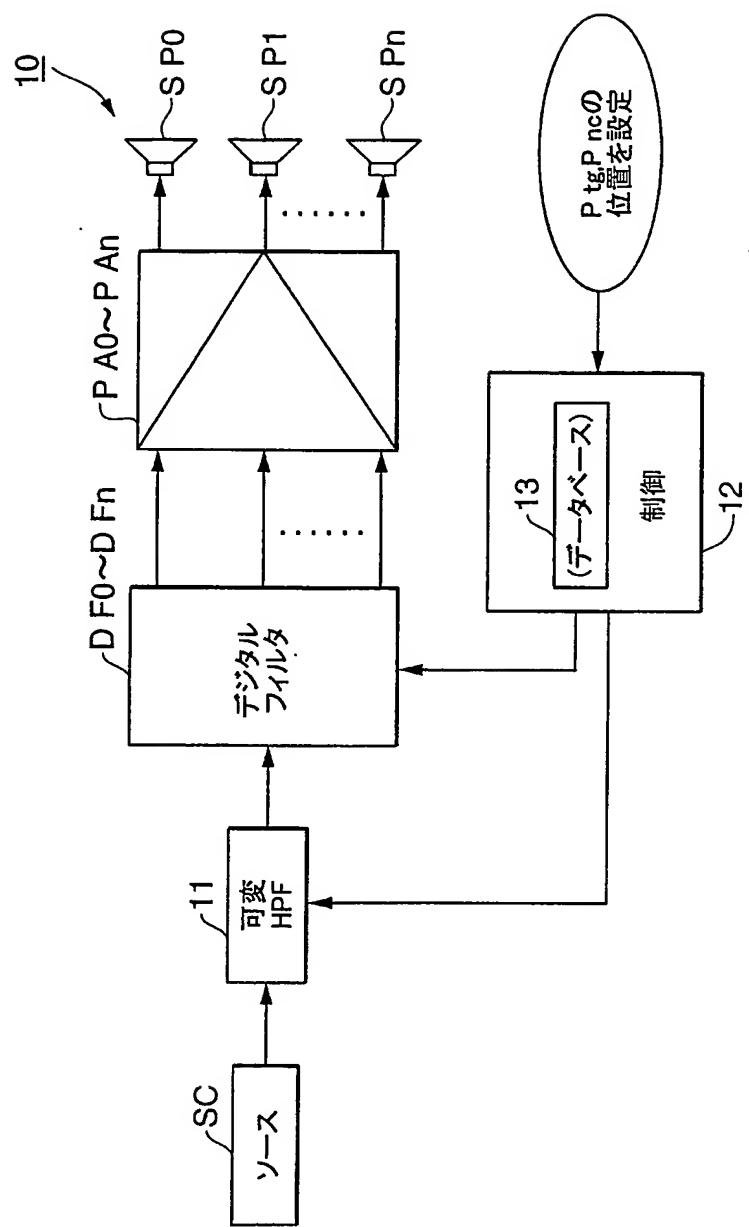


FIG. 10

11/23

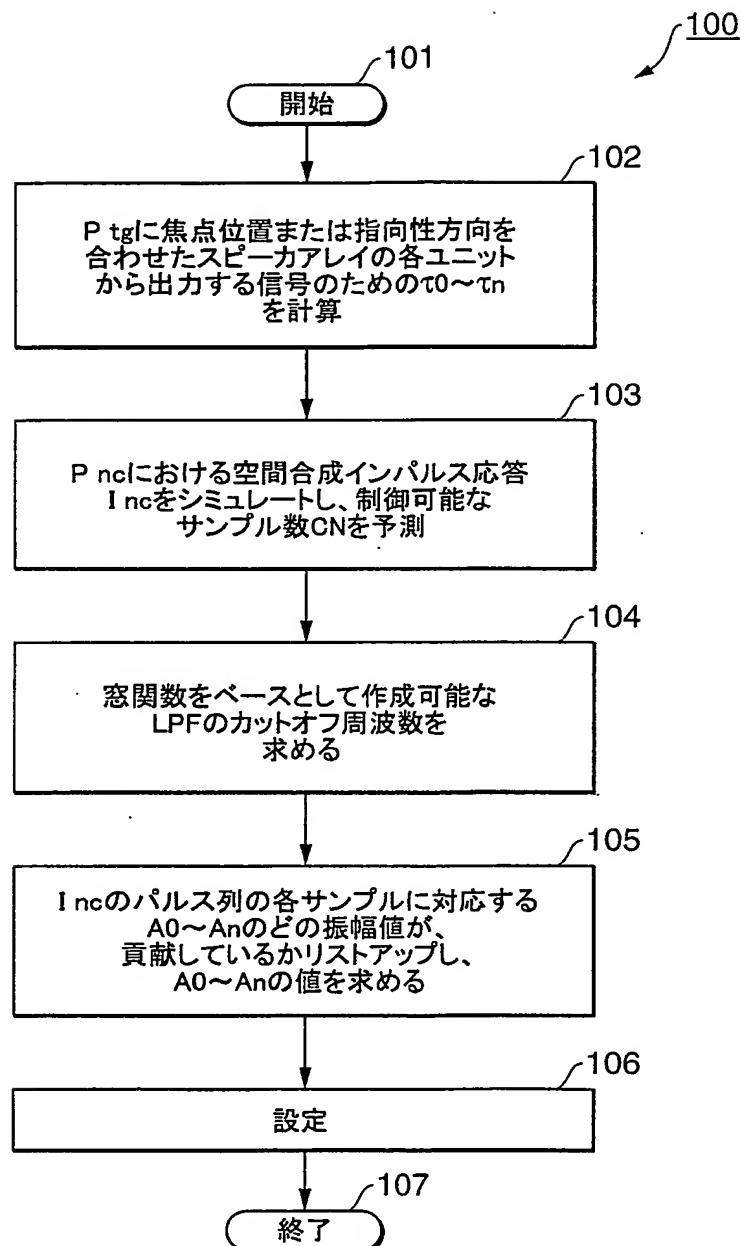


FIG.11

12/23

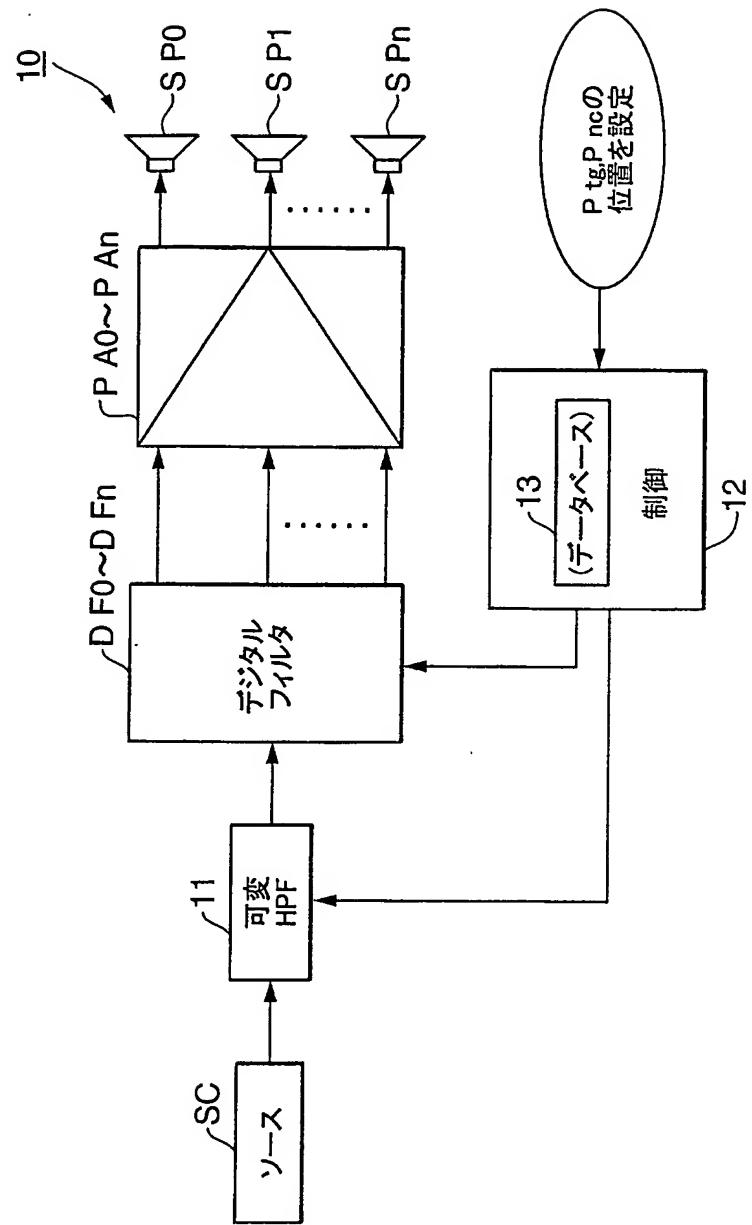


FIG. 12

13/23

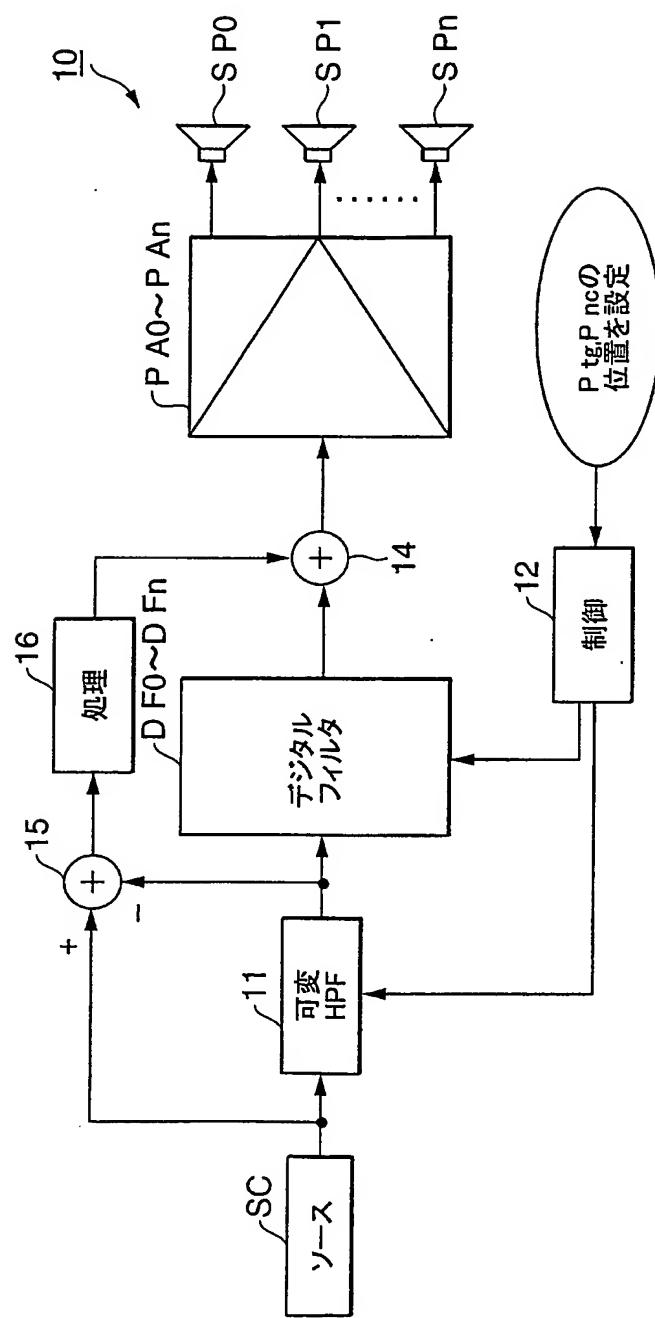


FIG.13

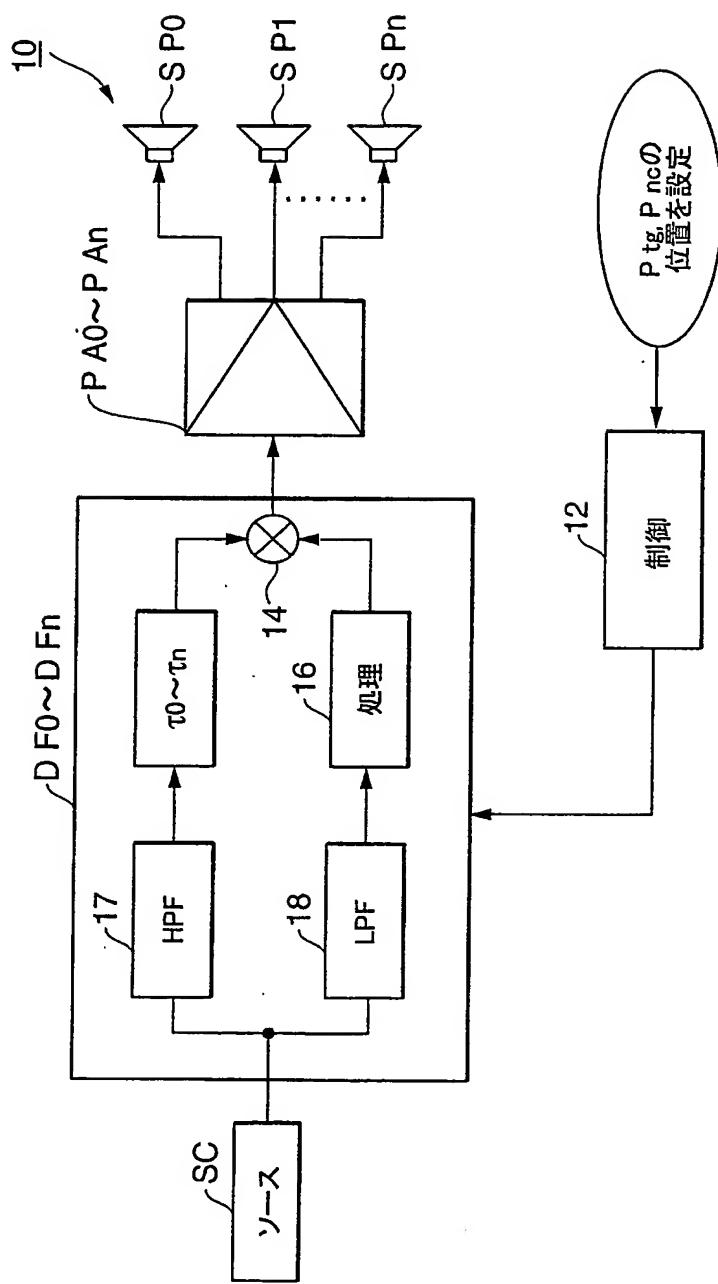
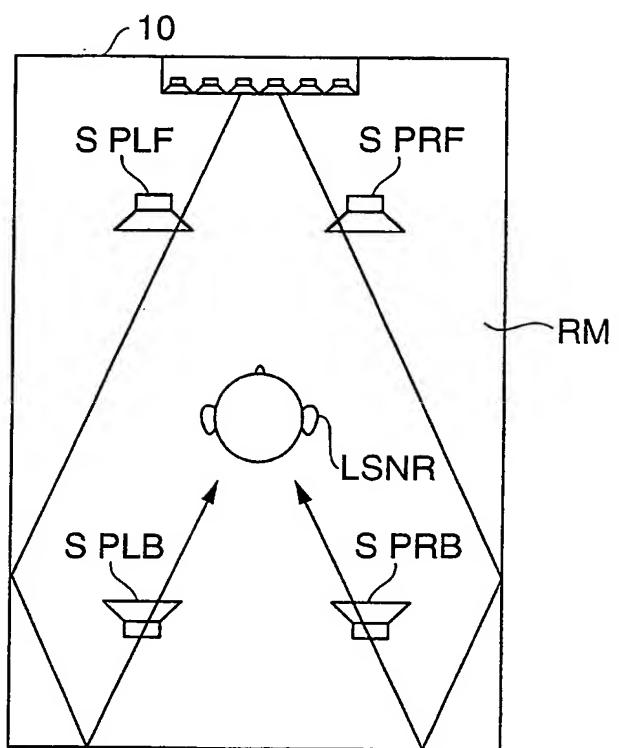


FIG.14

15/23

**FIG.15**

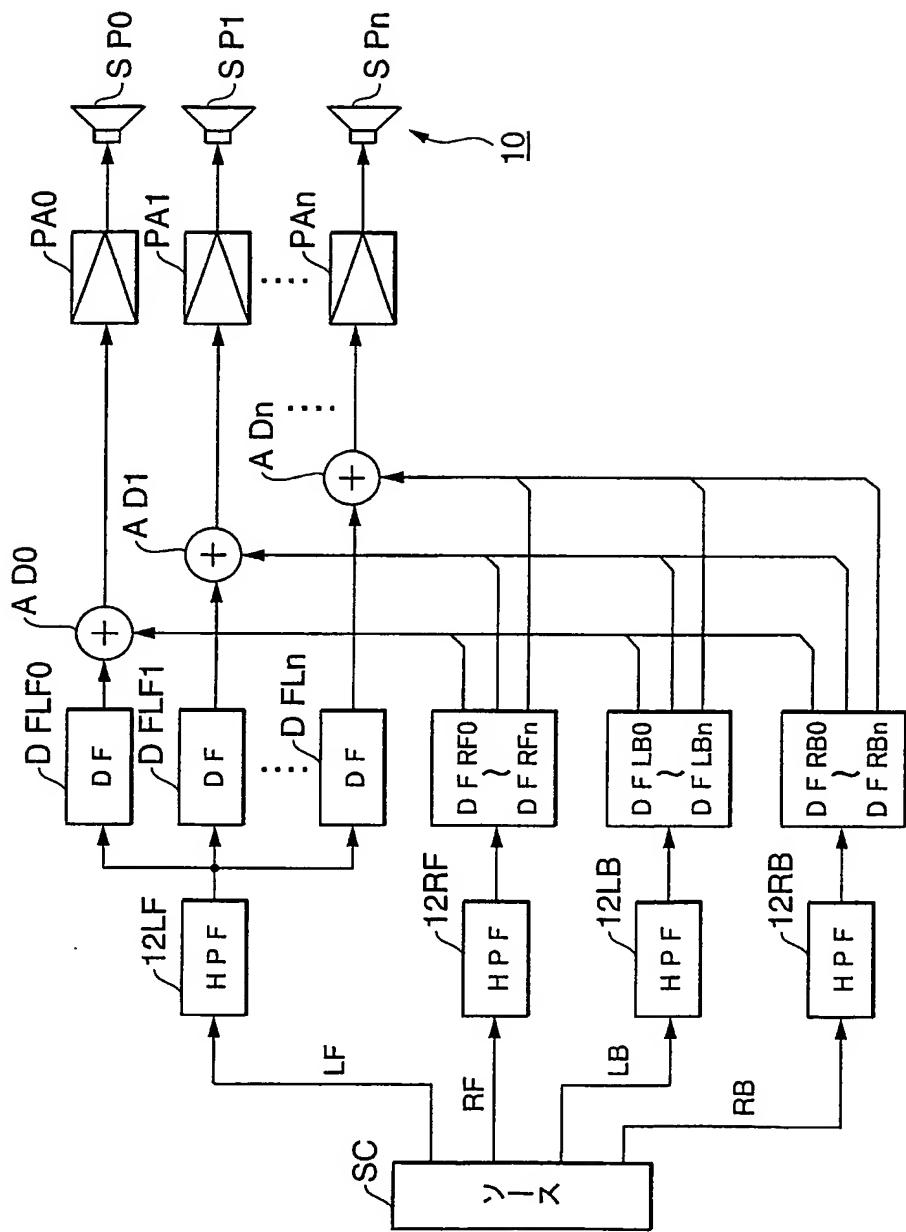
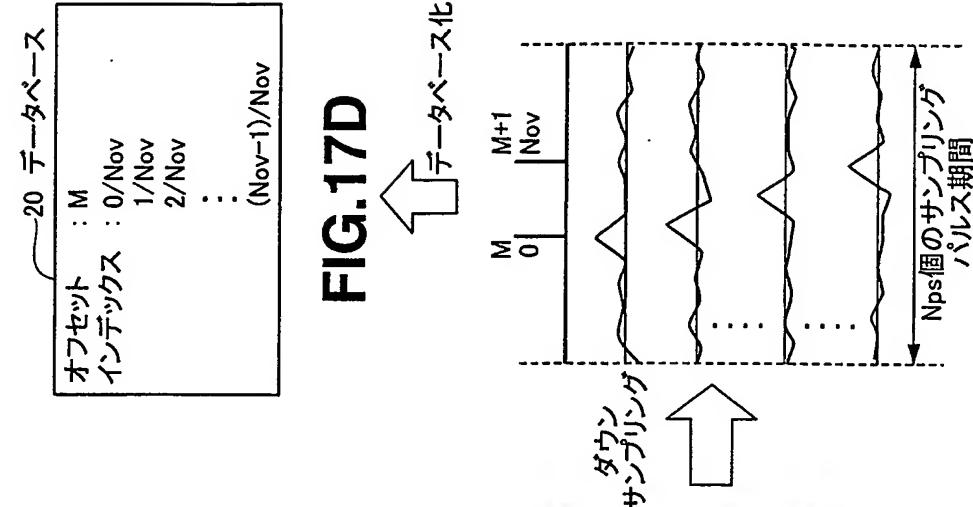
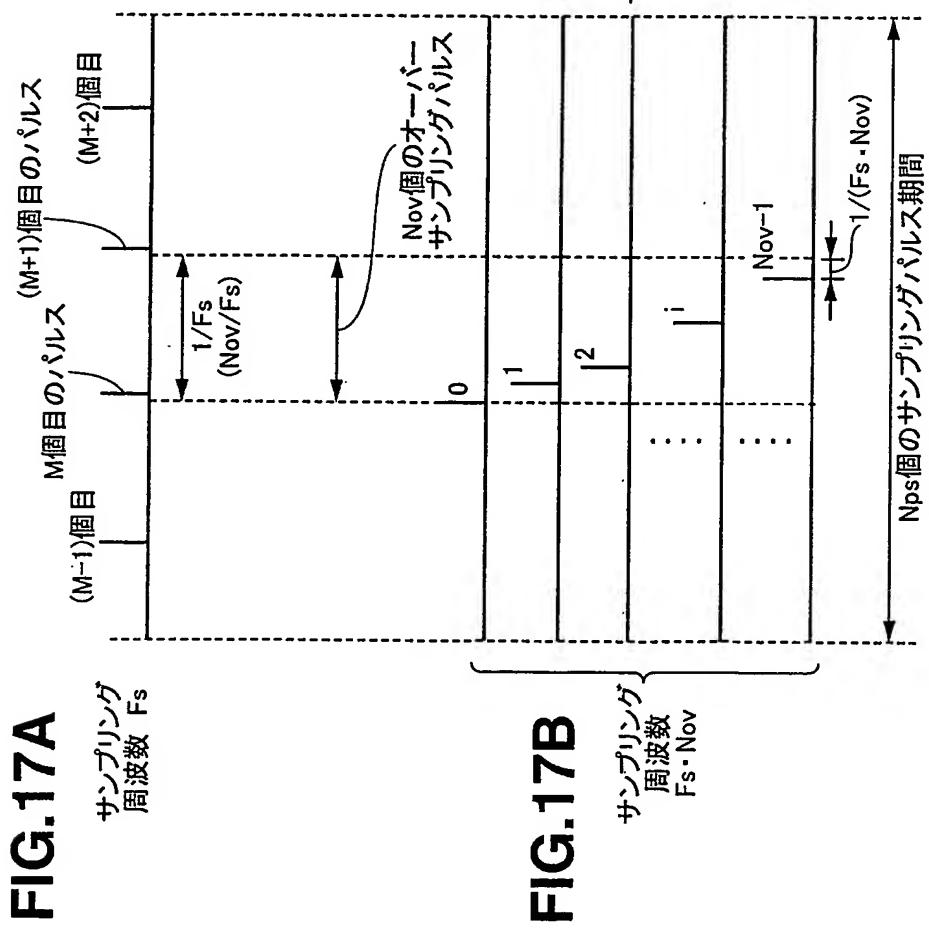


FIG. 16

17/23

**FIG.17C**

18/23

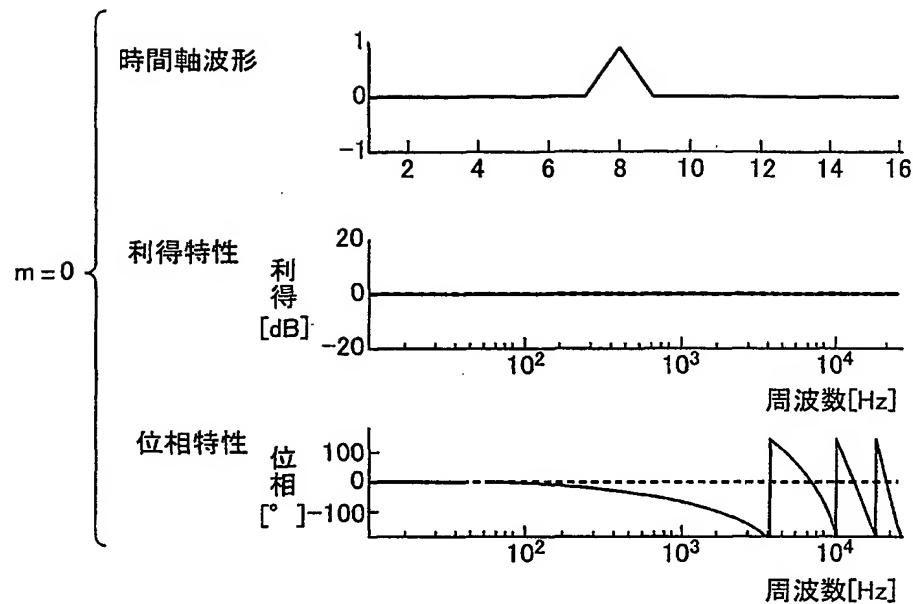


FIG.18A

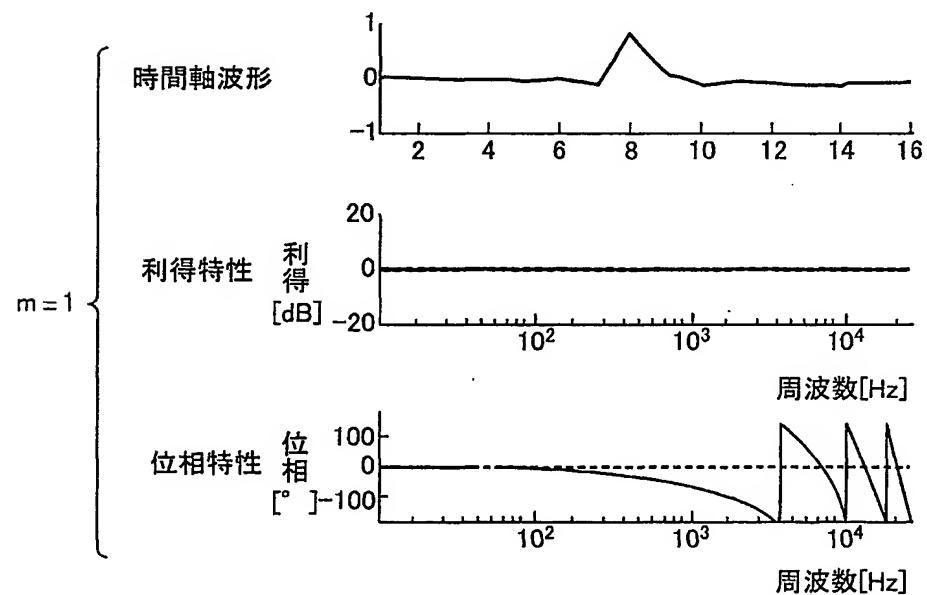


FIG.18B

19/23

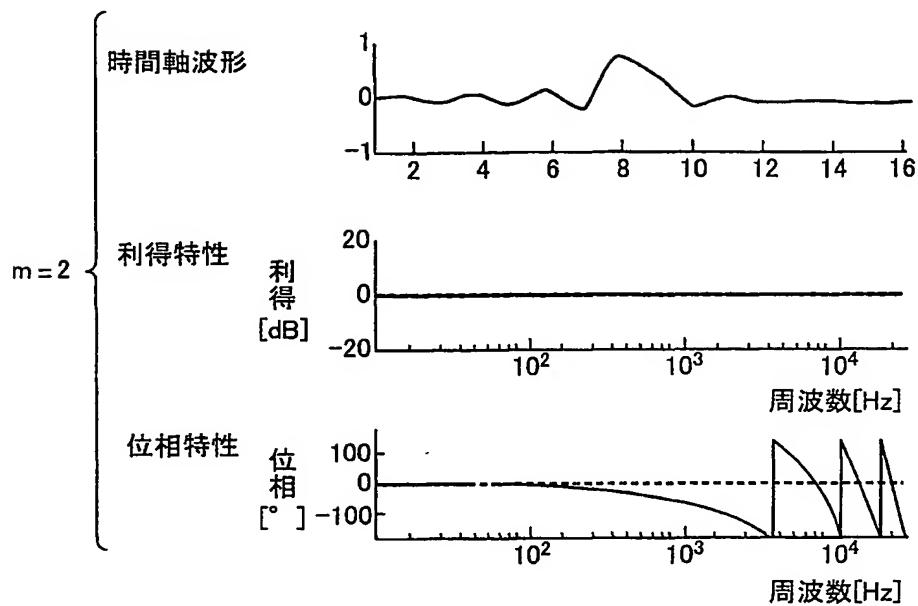


FIG.19A

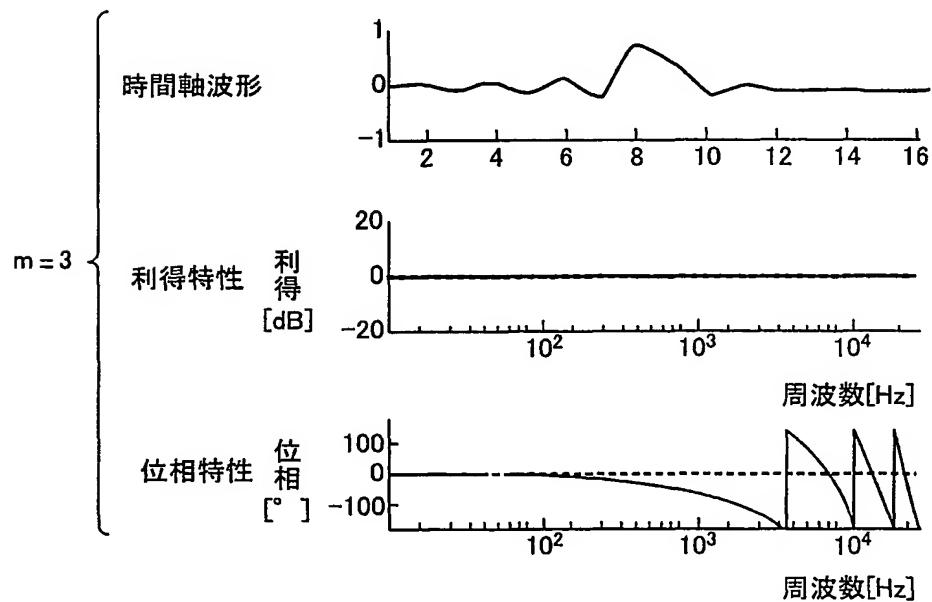


FIG.19B

20/23

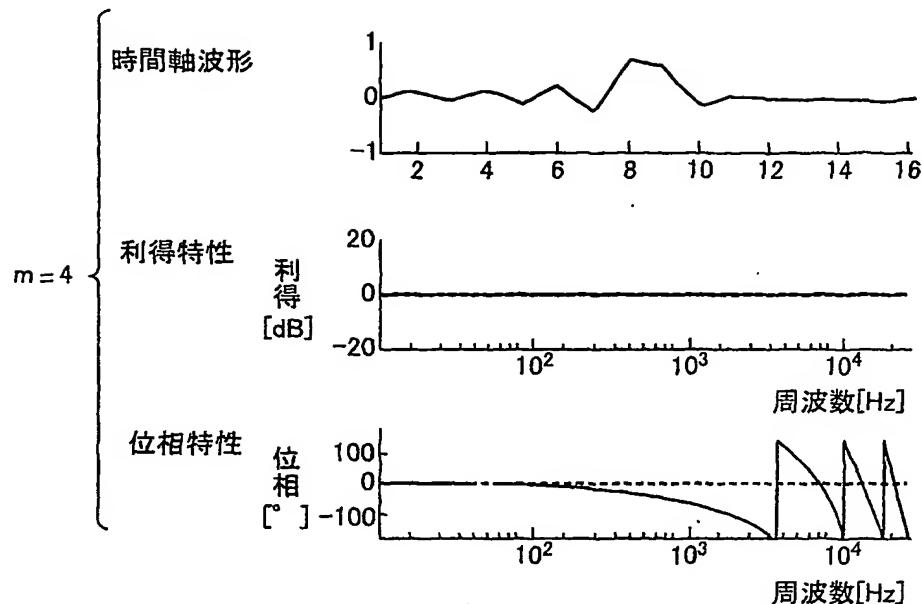


FIG.20A

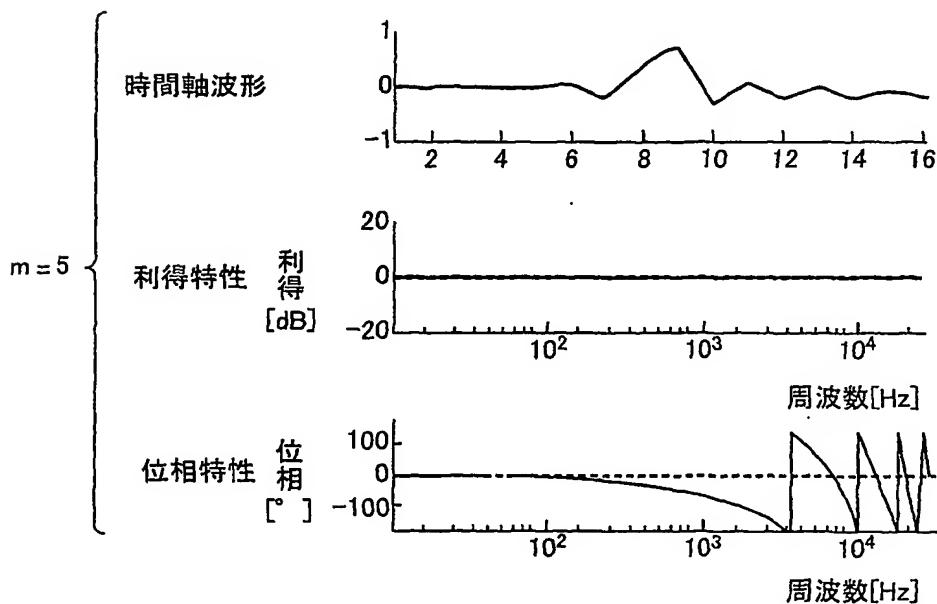


FIG.20B

21/23

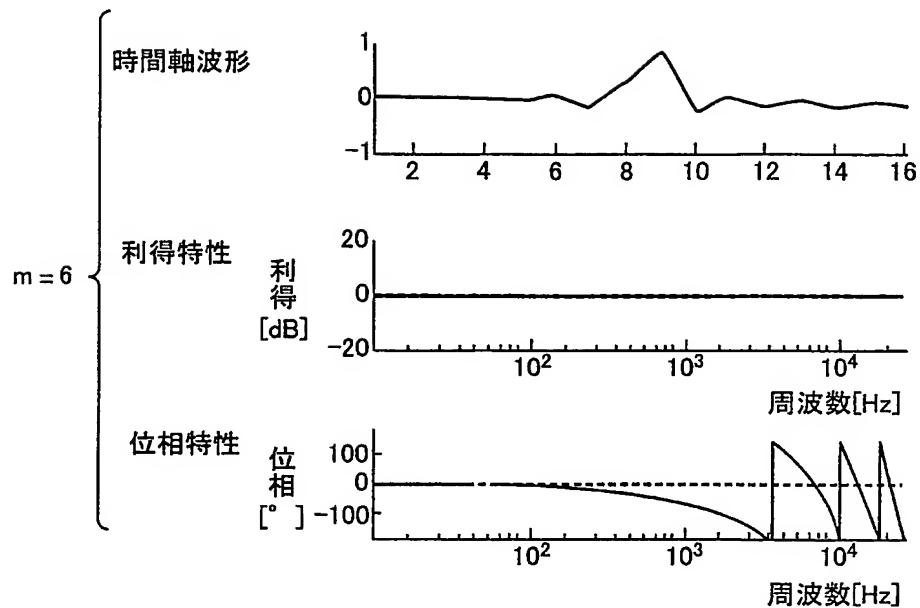


FIG.21A

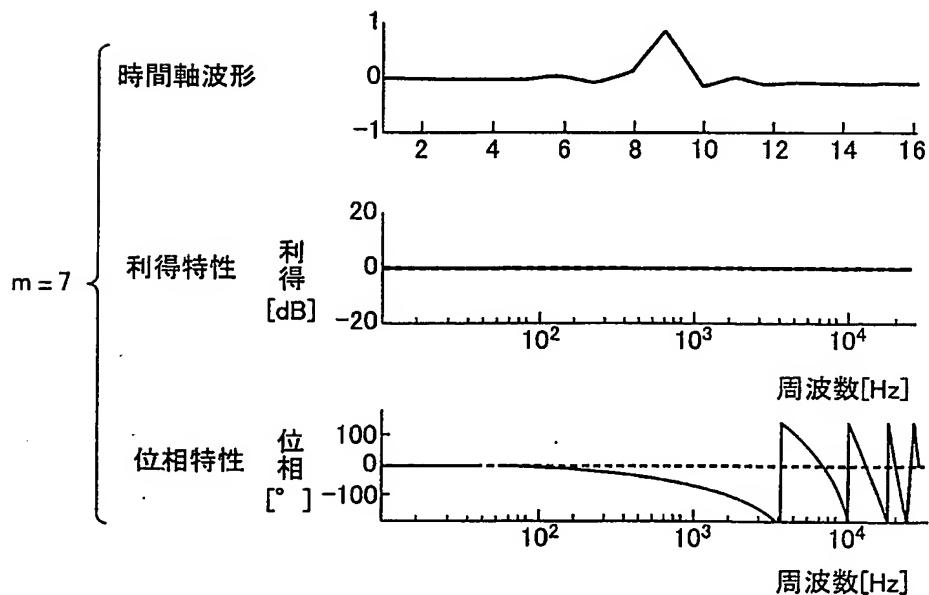


FIG.21B

22/23

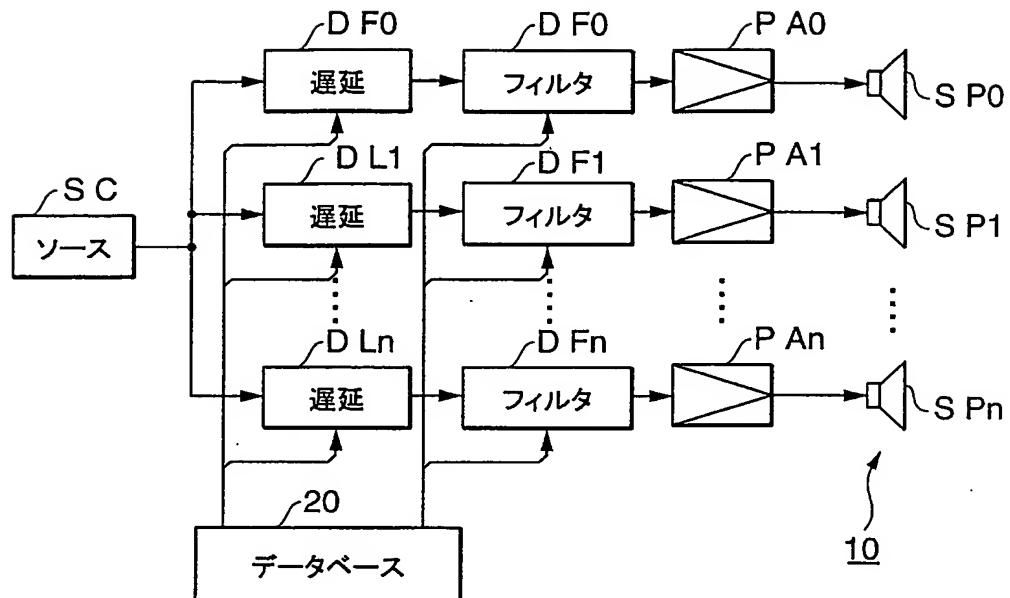


FIG.22

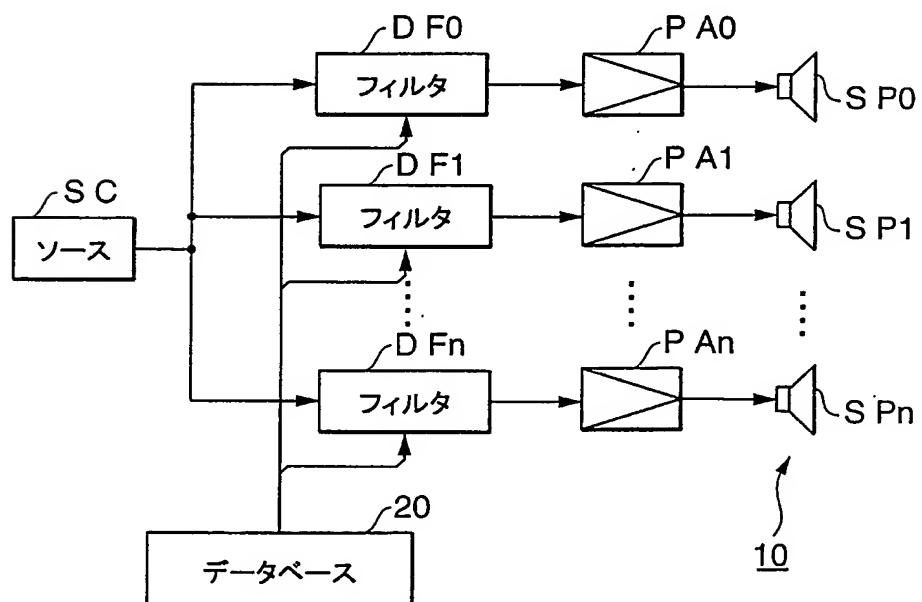


FIG.23

23/23

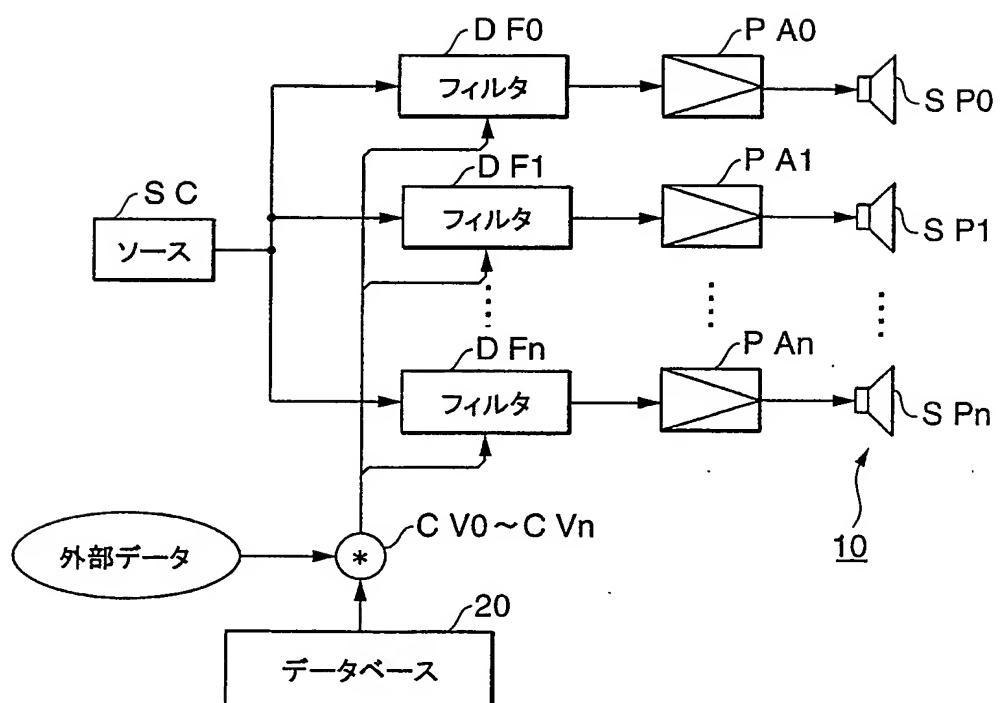


FIG.24